

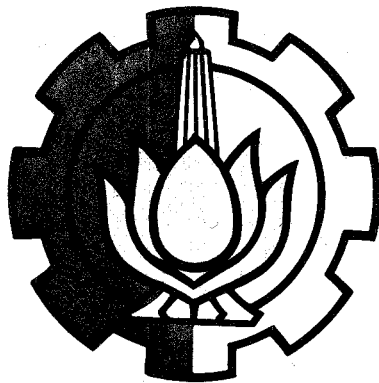
3100096007624

**SISTEM KOMUNIKASI DAERAH ELF
(EXTREMELY LOW FREQUENCY)
DAN APLIKASINYA**

TUGAS AKHIR

PERPUSTAKAAN ITS	
Tgl. Terima	20 SEP 1994
Terima Dari	#
No. Agenda Prp.	2634

RSE
621.384 153
Soe
S-1
1994



MILIK PERPUSTAKAAN
INSTITUT TEKNOLOGI
SEPULUH - NOPEMBER

Oleh :

Sam Soenarja

NRP : 2882200914

**JURUSAN TEKNIK ELEKTRO
FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI
INSTITUT TEKNOLOGI SEPULUH NOPEMBER
SURABAYA
1994**

**SISTEM KOMUNIKASI DAERAH ELF
(EXTREMELY LOW FREQUENCY)
DAN APLIKASINYA**

TUGAS AKHIR

**Diajukan Guna Memenuhi Sebagian Persyaratan
Untuk Memperoleh Gelar
Sarjana Teknik Elektro
Pada
Bidang Studi Teknik Telekomunikasi
Jurusan Teknik Elektro
Fakultas Teknologi Industri
Institut Teknologi Sepuluh Nopember
Surabaya**

Mengetahui / Menyetujui :

Dosen Pembimbing

 12-8-94

DR. Ir. Agus Mulyanto, M.Sc.

**SURABAYA
AGUSTUS, 1994**

ABSTRAK

***Pertolonganku ialah dari TUHAN,
yang menjadikan langit dan bumi.***
(Mazmur 121 : 2)

***Dan ketahuilah, Aku menyertai kamu
senantiasa sampai kepada akhir zaman.***
(Matius 28 : 20b)

KATA PENGANTAR

Puji Syukur kepada Tuhan Yang Maha Esa atas rahmat dan berkat-Nya, sehingga penulis dapat menyelesaikan Tugas Akhir yang berjudul :

**SISTEM KOMUNIKASI DAERAH ELF
(EXTREMELY LOW FREQUENCY)
DAN APLIKASINYA**

Tugas Akhir ini disusun guna memenuhi sebagian persyaratan untuk memperoleh gelar SARJANA TEKNIK ELEKTRO pada Bidang Studi Teknik Telekomunikasi, Jurusan Teknik Elektro, Fakultas Teknologi Industri, Institut Teknologi Sepuluh Nopember Surabaya.

Diharapkan dari hasil yang telah dicapai dalam Tugas Akhir ini dapat dimanfaatkan bagi semua pihak yang memerlukannya.

Surabaya, Juli 1994

Penulis

UCAPAN TERIMA KASIH

Dengan selesainya Tugas Akhir ini, penulis menyampaikan rasa terima kasih dan penghargaan yang sebesar-besarnya kepada :

1. Bapak DR. Ir. Agus Mulyanto, M.Sc. sebagai dosen pembimbing yang telah meluangkan waktu untuk membimbing dan memberi pengarahan dalam penyusunan buku Tugas Akhir ini.
2. Bapak Ir. Wirawan, sebagai dosen wali dan dosen penguji yang memberikan dorongan dan nasehat pada penulis selama kuliah di Jurusan Teknik Elektro.
3. Bapak Ir. Gatot W.S. dan Ir. Suwadi, sebagai dosen penguji yang telah memberikan masukan dan perbaikan dalam buku Tugas Akhir ini.
3. Bapak Ir. M. Aries Purnomo, selaku Koordinator Bidang Studi Teknik Telekomunikasi.
4. Bapak DR. Ir. Moch. Salehudin, M.Eng.Sc. selaku Ketua Jurusan Teknik Elektro.
5. Kedua orangtua penulis yaitu Bapak Soenarja Poernam dan Ibu Wiwik Widji, beserta kakak dan adik yang telah memberikan dukungan moril dan materiil.
6. Bapak Slamet Subandi, Direktur Sekolah Kapal Selam, KODIKAL, AAL-SURABAYA, yang telah memberikan bantuan data kepada penulis.

7. Bapak dan Ibu Kusnarto, yang telah memberikan kesempatan bekerja dan pengalaman yang banyak membantu penulis.
8. Rekan-rekan mahasiswa JTE-FTI-ITS.
9. Segenap dosen dan karyawan Institut Teknologi Sepuluh Surabaya.
10. Semua pihak yang telah membantu memperlancar penyelesaian buku Tugas Akhir ini.

Semoga Allah Yang Maha Bijaksana membalas budi baik semua pribadi tersebut dalam sukacita.

ABSTRAK

Sistem komunikasi Extremely Low Frequency (ELF) mempunyai frekuensi kerja antara 30-300 Hz. Keistimewaan sistem komunikasi ini adalah faktor redamannya yang sangat rendah sehingga dapat menembus ke dalam lautan atau tanah sampai kedalaman tertentu.

Dalam tugas akhir ini dikaji beberapa sifat dari sistem komunikasi ELF dan karakteristik propagasi gelombang ELF. Pembahasan dibatasi pada sistem pemancar, penerima, antena pemancar dan antena penerima serta beberapa contoh aplikasi dari sistem komunikasi ELF.

Bentuk pembahasan yang dilakukan adalah studi literatur dengan data dari penelitian sistem komunikasi ELF di bawah laut dan beberapa tambang batubara Amerika Serikat. Pokok pembahasan adalah perhitungan daya pemancar bila penerima menggunakan proses non-linear dibandingkan penerima tanpa proses non-linear.

Dari studi ini dapat disimpulkan bahwa sistem komunikasi ELF mempunyai sifat transmisi informasi satu arah (*simplex*) dan data input berkode digital disertai proses encoding. Sistem pemancar memakai sistem modulasi FSK karena laju kecepatan bit yang rendah dan bandwidthnya yang sempit. Sedangkan antena pemancar dipilih antena Beverage yaitu antena kawat horisontal yang kedua ujungnya ditanahkan (*grounded*) dan antena penerima berupa antena kawat yang ditarik oleh kapal selam atau antena kumparan (*vertical magnetic dipole*) untuk di dalam tanah. Sistem penerima memakai proses non-linear untuk mengatasi distribusi noise ELF yang bersifat non-Gaussian. Pada contoh aplikasi sistem komunikasi radio bawah laut yang memakai penerima dengan proses non-linear akan menghemat kebutuhan daya pemancar sebesar 7,9 dB dibandingkan penerima tanpa proses non-linear. Sedangkan pada sistem komunikasi radio bawah tanah, didapatkan perbandingan hasil perhitungan teoritis dan hasil pengukuran kuat medan magnetik yang mempunyai harga yang tidak berbeda jauh, dimana secara umum harga kuat medan magnetik yang terukur terlihat di atas 10^{-3} mA/m untuk frekuensi di bawah 3 kHz.

DAFTAR ISI

	Halaman
JUDUL	i
LEMBAR PENGESAHAN	ii
KATA PENGANTAR	iii
UCAPAN TERIMA KASIH	iv
ABSTRAK	vi
DAFTAR ISI	vii
DAFTAR GAMBAR	x
DAFTAR TABEL	xviii
BAB I PENDAHULUAN	
I.1 Latar Belakang	1
I.2 Permasalahan	2
I.3 Pembatasan Masalah	2
I.4 Metodologi	3
I.5 Sistematika Pembahasan	4
I.6 Relevansi	5
BAB II DASAR-DASAR SISTEM KOMUNIKASI ELF	
II.1 Umum	6
II.2 Sistem Komunikasi	6
II.3 Sistem Komunikasi ELF	9
II.4 Perbandingan ELF dengan Sistem Komunikasi Lainnya.....	13
II.4.1 Data Input dan Output	15
II.4.2 Pemancar dan Penerima	16

II.4.3 Antena Pemancar dan Penerima	24
II.4.4 Transmisi Informasi	36
II.5 Aplikasi ELF	36
BAB III KARAKTERISTIK PROPAGASI ELF	
III.1 Umum	43
III.2 Gelombang Datar	44
III.3 Redaman Gelombang ELF	49
III.4 Noise Gelombang ELF	60
III.5 Resonansi Schumann	70
BAB IV KOMPONEN-KOMPONEN SISTEM KOMUNIKASI ELF	
IV.1 Umum	74
IV.2 Sistem Pemancar	75
IV.3 Sistem Antena Pemancar	85
IV.4 Sistem Penerima	94
IV.5 Sistem Antena Penerima	114
BAB V KOMUNIKASI RADIO ELF BAWAH LAUT	
V.1 Umum	132
V.2 Parameter-parameter yang Diketahui	133
V.3 Dasar-dasar Sistem Komunikasi Radio	135
V.3.1 Antena Pemancar dan Propagasi	135
V.3.2 Antena Penerima dan Thermal Noise	138
V.3.3 Transfer Function dari Permukaan Laut ke Kapal Selam	140
V.3.4 Bandwidth Penerima dan Signal-to-Noise Rasio	143
V.3.5 Statistika Atmospheric Noise	145
V.4 Sistem Penerima Tanpa Proses Non-linear	149

V.5 Sistem Penerima Dengan Proses Non-linear ...	152
V.5.1-Proses Non-linear untuk Atmospheric	
Noise Berkomponen Tunggal	152
V.5.2 Proses Non-linear untuk Atmospheric	
Noise Berkomponen Dua	164
BAB VI KOMUNIKASI RADIO ELF BAWAH TANAH	
VI.1 Umum	173
VI.2 Konduktivitas Tanah	175
VI.3 Antena untuk Down-link dan Up-link	178
VI.4 Propagasi Down-link dan Up-link	180
VI.5 Hasil Pengukuran Kuat Medan	185
BAB VII KESIMPULAN	
Kesimpulan	193
DAFTAR PUSTAKA	197
LAMPIRAN	
USULAN TUGAS AKHIR	
DAFTAR RIWAYAT HIDUP	

DAFTAR GAMBAR

Gambar	Halaman
2.1 Blok diagram sistem komunikasi	7
2.2 Tiga macam transmisi informasi pada saluran/ kanal	8
2.3 Blok diagram sistem komunikasi ELF	10
2.4 Sistem komunikasi serat optik digital	16
2.5 Blok diagram sistem komunikasi gelombang mikro	18
2.6 Blok diagram sistem satu kanal SCPC/PCM pada sistem komunikasi satelit Intelsat	20
2.7 Blok diagram pemancar AM	21
2.8 Blok diagram penerima AM superheterodyne ...	21
2.9 Antena kawat yang ditarik oleh pesawat terbang	26
2.10 Antena kawat vertikal yang didukung oleh helikopter	26
2.11 Antena kawat pada celah pulau (<i>island slot</i>).	28
2.12 Antena kumparan pada pegunungan (<i>mountain loop</i>)	28
2.13 Antena Beverage dengan kedalaman efektifnya.	29
2.14 Grafik kedalaman kulit sebagai fungsi dari frekuensi	31
2.15 Dua macam tipe antena Beverage yaitu : (a) Tipe kawat tunggal	

(b) tipe dua kawat dengan transformator...	33
2.16 Antena untuk sistem radio navigasi (70 kHz- 130 khz)	33
2.17 Antena Rhombic	34
2.18 Beberapa macam antena Yagi,	
(a) antena Yagi 3 elemen dengan shunt feed	
(b) antena Yagi 6 elemen dengan folded dipole	34
2.19 Antena dipole dengan reflektor parabola	35
2.20 Beberapa tipe antena Horn,	
(a) tipe sectoral	
(b) tipe pyramidal	
(c) tipe biconical	35
2.21 Gelombang ELF yang merambat pada ruang di bawah ionosfir	39
2.22 Peta lokasi dari Site Alpha (1962-1970)	41
2.23 Beberapa lokasi penerima dari Intesive Test.	42
3.1 Gelombang datar pada ruang diantara permuka- an bumi dan ionosfir	45
3.2 Garis-garis medan listrik dari elemen arus vertikal pada waveguide permukaan bumi- ionosfir	47
3.3 Ketinggian lapisan ionosfir pada,	
(a) musim dingin	
(b) musim panas	50
3.4 Pantulan gelombang HF pada lapisan ionosfir.	51
3.5 Untuk model ionosfir eksponensial isotropik,	

(a) kecepatan fase gelombang ELF	
(b) laju redaman gelombang ELF	53
3.6 Kerapatan elektron untuk lapisan ionosfir...	54
3.7 Untuk model ionosfir D.G. Deeks pada siang hari, (a) kecepatan fase gelombang ELF	
(b) laju redaman gelombang ELF	55
3.8 Untuk model ionosfir D.G. Deeks pada malam hari, (a) kecepatan fase gelombang ELF	
(b) laju redaman gelombang ELF	56
3.9 Redaman atmosfir pada gelombang elektromagnetik untuk frekuensi 1 Hz sampai 30 MHz....	58
3.10 Redaman atmosfir pada gelombang elektromagnetik untuk frekuensi diatas 1 GHz	58
3.11 Redaman gelombang elektromagnetik di air laut sebagai fungsi dari frekuensi	59
3.12 Rekaman noise ELF wide-band di Saipan,	
(a) level spektrum menengah	
(b) level spektrum tinggi	61
3.13 Rekaman noise ELF wide-band di Malta (Oktober 1968)	62
3.14 Rekaman noise ELF wide-band dan narrow-band di Florida (Februari 1968)	63
3.15 Distribusi probabilitas amplitudo noise ELF dari, (a) Saipan, (b) Norwegia, (c) Malta...	65
3.16 Rekaman noise ELF pada	
(a) permukaan bumi	
(b) kedalaman laut 100 m	67

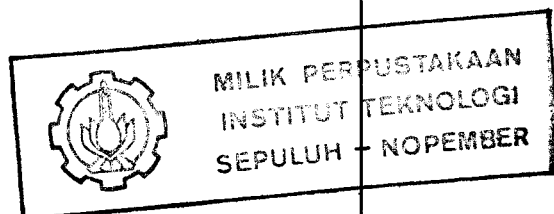
3.17 Level noise efektif sebagai fungsi dari kedalaman antena penerima kapal selam di Saipan	68
3.18 Pengukuran spektrum noise pada antena penerima sepanjang 300 m sebagai fungsi frekuensi	69
3.19 Pengukuran noise level spektrum menengah di Malta	71
3.20 Pengukuran noise level spektrum pendek di Swedia	72
(a) Pengukuran awal	
(b) Pengukuran 2 menit dari pengukuran awal	
(c) Pengukuran 4 menit dari pengukuran awal	
4.1 Binary convolutional encoder dengan $K=4$ dan $V=3$	78
4.2 Diagram pohon kode untuk binary convolutional encoder dengan rangkaian input 1010....	79
4.3 Konstruksi dari simbol kanal tunggal ($l = 4$)	81
4.4 Modulator FSK dengan teknik bias dioda	84
4.5 Rangkaian pemancar dengan kristal oscillator, tetrode buffer, dan triode power amplifier..	84
4.6 Model matematika elektrode dan sistem koordinatnya	86
4.7 Grafik distribusi arus pada elektrode dengan keadaan $l/\delta = 0,1$ dan $a/l = 10^{-4}$	87
4.8 Grafik distribusi arus pada elektrode dengan keadaan $l/\delta = 2,0$ dan $a/l = 10^{-4}$	87

4.9 Empat macam konfigurasi transformator pada ujung konduktor antena dan konduktor pen-tanahan	89
4.10 Grafik disipasi daya ternormalisasi sebagai fungsi dari panjang antena total	92
4.11 Blok diagram penerima eksperimental	95
4.12 Magnitudo respon frekuensi dari low-pass filter untuk frekuensi cutoff 125 Hz dan kompensasi kedalaman 100 m	99
4.13 Magnitudo respon frekuensi dari filter kom-pensasi lautan dengan beberapa kedalaman sebagai parameternya	101
4.14 Magnitudo respon frekuensi filter dan teori-tis kompensasi lautan untuk kedalaman 130 m.	101
4.15 Magnitudo respon frekuensi dari notch filter pada frekuensi 60 Hz	104
4.16 Lokasi pemancar Wisconsin Test Facility dan beberapa lokasi penerimanya	113
4.17 Data pengukuran untuk 10 pesan yang diterima (a) signal to noise ratio (SNR) (b) level noise masukan/input (c) level noise efektif	115
4.18 Beberapa bagian dari kabel apung dengan kon-duktor yang dipilin	116
4.19 Beberapa konfigurasi dari antena kabel apung yang ditarik kapal selam	117
4.20 Beberapa bagian dari antena kabel apung un-	

tuk jalur frekuensi VLF, LF, MF dan HF	118
4.21 Hubungan antara konduktor antena kabel apung baik untuk kabel coax maupun kabel yang di- pilin dengan elektrode	119
4.22 Elektrode kawat helical	120
4.23 Langkah-langkah membuat pengait, penyambung- an, dan penutupan pada ujung elektrode kawat helical	121
4.24 Penampang kabel coaxial untuk pengukuran impedansi masukan Z_n	123
4.25 Impedansi masukan dari konduktor dalam, de- ngan frekuensi 50 Hz dan $a = 0,0202$ inchi = 0,512 mm	127
4.26 Grafik impedansi masukan dan sudut fase se- bagai fungsi dari frekuensi untuk kabel ber- isolasi	128
5.1 Sketsa sistem komunikasi radio ELF bawah laut	134
5.2 Impulse response ternormalisasi dari medan listrik gelombang datar di atas laut ke te- ngangan open circuit antena penerima pada ka- pal selam	142
5.3 Penerima pada kapal selam dengan proses non- linear	144
5.4 Magnitudo kuadrat dari transfer function equalizer $M^2(f)$ sebagai fungsi dari frekuen- si f	157

5.5	Magnitudo kuadrat dari transfer function equalizer $M^2(f)$ sebagai fungsi dari frekuensi, untuk harga f di bawah 3.5 Hz	158
6.1	Sketsa sistem komunikasi radio ELF bawah tanah	174
6.2	Komponen sistem komunikasi radio bawah tanah (a) blok diagram pemancar (Tx) (b) blok diagram penerima (Rx)	174
6.3	Teknik pengukuran resistivitas tanah dengan pola Schlumberger array	176
6.4	Data Schlumberger untuk lokasi Wisconsin Test Facility	177
6.5	Antena kumparan Vertical Magnetic Dipole (VMD)	179
6.6	Horisontal Wire Antena (HWA)	179
6.7	Antena kumparan dengan cadar/pelindung (<i>shielded</i>)	180
6.8	Grafik faktor redaman untuk perhitungan kuat medan magnetik yang dipancarkan antena magnetik dipole ($ D $ dan $ G $) dan antena kawat horisontal/HWA ($ F $)	182
6.9	Geometri dari model antena kawat horisontal (HWA)	184
6.10	Grafik kuat medan magnetik ($ \bar{H} $) dari HWA dengan $I = 1$ A, di mana model lapisan tanah diambil dari tambang Clyde Mine	184
6.11	Grafik kuat medan magnetik yang terukur dan	

teoritis untuk transmisi down-link pada	
Imperial Mine	186
6.12 Grafik kuat medan magnetik yang terukur dan	
teoritis untuk transmisi up-link pada	
Imperial Mine	187
6.13 Kuat medan magnetik yang terukur pada	
Clyde Mine terlihat noise lebih dominan	
dari kuat medan yang dipancarkan HWA	188
6.14 Grafik kuat medan magnetik yang terukur dan	
teoritis untuk transmisi up-link pada	
Clyde Mine	189
6.15 Grafik kuat medan magnetik yang terukur dan	
dan teoritis untuk transmisi down-link pada	
pada Cambria Slope Mine 33	190
6.16 Grafik kuat medan magnetik yang terukur dan	
teoritis untuk transmisi up-link pada	
Cambria Slope Mine 33	191



DAFTAR TABEL

Tabel	Halaman
2.1 Beberapa bagian dari spektrum frekuensi radio	13
2.2 Perbandingan sistem komunikasi ELF dengan sistem komunikasi lainnya	14
2.3 Frekuensi baseband untuk beberapa kanal	19
2.4 Perbandingan pada beberapa modulasi analog ..	24
2.5 Perbandingan pada beberapa modulasi digital..	25
2.6 Konduktivitas dari beberapa media di bumi ...	31
4.1 Perbandingan gulungan (m) dan nilai volt- ampere ($ VA _m$) dari transformator pada (gambar 4.9)	89
4.2 Perhitungan waktu pada penerima eksperimental	111
4.3 Hasil pengukuran kuat medan di beberapa lokasi penerima	113
4.4 Diameter dan berat antena penerima sebagai fungsi dari resistansi kawat tembaga (R_{Cu}) untuk $L_r = 300$ m	132
5.1 Hasil perhitungan I dan A untuk $D = 50$ dB dan 60 dB	152
5.2 Perbandingan hasil pengukuran I dan A untuk sistem penerima tanpa proses non-linear dan sistem penerima dengan proses non-linear	171

BAB I

PENDAHULUAN

I.1 Latar Belakang

Dalam sistem komunikasi yang telah umum kita ketahui yaitu sistem komunikasi radio pada jalur frekuensi UHF (*Ultra High Frequency*), VHF (*Very High Frequency*), HF (*High Frequency*) dan lainnya, merupakan jalur frekuensi yang sangat padat dengan aplikasi seperti stasiun pemancar televisi, radio MW (*Medium Wave*) atau disebut juga radio AM (*Amplitude Modulations*), juga pemancar radio FM (*Frequency Modulations*), dan radio amatir seperti CB (*Citizen Band*), SSB (*Single Side Band*), dan lain sebagainya. Tetapi untuk jalur frekuensi ELF (*Extremely Low Frequency*) sangat jarang kita jumpai dalam kehidupan sehari-hari. Oleh karena rendahnya frekuensi yang dibangkitkan yaitu sekitar 30 sampai dengan 300 Hz, maka untuk menjadikan suatu sistem komunikasi dengan jalur ini sangat banyak kendalanya dan sangat menarik untuk penelitian di laboratorium dan dapat dikembangkan untuk tujuan tertentu (khusus).

Gelombang elektromagnetik ELF bila dipancarkan akan memerlukan antena yang sangat panjang. Contohnya untuk antena dipole $1/2 \lambda$ pada frekuensi 100 Hz, maka akan membutuhkan kawat sepanjang $1,5 \times 10^6$ m atau 1500 Km. Dengan antena yang sangat panjang ini, akan diperlukan

daya pemancar yang sangat besar pula. Sehingga antena tersebut tidak efektif dan efisiensi daya pancarnya juga kecil. Tetapi frekuensi yang sangat rendah ini mempunyai angka redaman yang rendah sehingga mampu menembus air laut atau tanah sampai kedalaman tertentu. Oleh karena itu pada aplikasi khusus seperti sistem komunikasi radio dari pusat komando di daratan ke kapal selam di dalam laut dapat direalisasikan.

I.2 Permasalahan

Dalam tugas akhir ini akan dikaji sifat-sifat dan karakteristik sistem komunikasi radio ELF. Hal ini mencakup keuntungan dan kerugian ELF dibandingkan dengan jalur frekuensi lainnya, propagasi gelombang radio ELF di atmosfer, dan noise yang mempengaruhi pada sistem komunikasi ELF ini. Demikian juga aplikasi yang akan dibahas yaitu tentang sistem komunikasi radio dari pusat komando di daratan ke kapal selam di dalam laut dan sistem komunikasi radio bawah tanah seperti dalam pertambangan.

I.3 Pembatasan Masalah

Sistem komunikasi ELF yang akan dibahas terbatas pada sistem pemancar dan penerima serta antena pemancar dan antena penerima yang sesuai untuk daerah ELF. Sifat khusus dari sistem komunikasi ELF seperti sistem transmisi, sistem modulasi, laju bit dan bandwidth akan

terlihat keuntungan dan kerugiannya bila dibandingkan dengan sistem komunikasi yang lain. Pada karakteristik propagasi gelombang ELF akan dibahas redamannya yang sangat rendah dibandingkan jalur frekuensi lainnya dan distribusi noise ELF yang bersifat non-Gaussian. Dalam contoh aplikasi akan dibahas perbandingan kebutuhan daya pemancar pada sistem komunikasi radio bawah laut yang menggunakan sistem penerima dengan proses non-linear dan sistem penerima tanpa proses non-linear. Aplikasi lainnya yaitu sistem komunikasi radio bawah tanah akan membahas perbandingan antara perhitungan teoritis dan pengukuran kuat medan magnetik gelombang ELF pada beberapa tambang di Amerika Serikat.

I.4 Metodologi

Pembahasan masalah dalam tugas akhir ini bersifat studi literatur. Bahan-bahan tulisan yang dikumpulkan dari buku-buku literatur yang berkaitan dengan sifat-sifat propagasi dari gelombang radio dalam jalur frekuensi ELF. Dan dari jurnal-jurnal majalah penelitian diperoleh data percobaan dan pengukuran tentang aplikasi sistem komunikasi ELF seperti pada proyek Sanguine (*Project Sanguine*), yaitu proyek Angkatan Laut Amerika Serikat untuk menghasilkan sistem komunikasi dari pemancar di daratan ke kapal selam di dalam lautan.

I.5 Sistematika Pembahasan

Dalam bab I ini merupakan bab pendahuluan dan pengenalan akan isi dari tugas akhir ini.

Pada bab II membahas tentang dasar-dasar sistem komunikasi ELF dan apa perbedaan dan persamaan dengan sistem komunikasi yang lain seperti pada jalur HF, VHF, dan UHF, sehingga dari hal tersebut terlihat keuntungan dan kerugian dari sistem komunikasi ELF. Disebutkan pula contoh dari aplikasi sistem komunikasi ELF yang ada.

Selanjutnya bab III akan membahas karakteristik propagasi ELF yang mencakup redaman, noise dan fenomena lainnya yang mempengaruhi perambatan gelombang elektromagnetik ELF.

Untuk bab IV akan membahas komponen-komponen dari sistem komunikasi ELF dalam proyek Sanguine, di mana mencakup sistem pemancar dan penerima, sistem antena pemancar dan penerima serta pengolahan sinyalnya.

Dalam bab V merupakan bab aplikasi tentang sistem komunikasi ELF dari pemancar di daratan ke kapal selam di dalam lautan disertai perhitungan-perhitungan untuk menentukan besar daya pemancar yang dibutuhkan dari parameter-parameter yang telah diketahui.

Sedangkan bab VI juga membahas aplikasi sistem komunikasi ELF lainnya yaitu teori dan pengukuran pada sistem komunikasi bawah tanah yang dilakukan di beberapa tambang di Amerika Serikat.

Dan yang terakhir bab VII berisi tentang kesimpulan dari seluruh pembahasan yang telah dilakukan dalam tugas akhir ini.

I.6 Relevansi

Dari hasil studi ini diharapkan akan memberikan wawasan yang lebih luas tentang sistem komunikasi ELF dan dari contoh aplikasi yang dikemukakan di sini dapat membantu pengembangan sistem komunikasi di pertambangan dan armada laut Republik Indonesia.

BAB II

DASAR-DASAR SISTEM KOMUNIKASI ELF

II.1 Umum

Dalam bab ini akan dibahas dasar-dasar sistem komunikasi ELF dengan dilengkapi blok diagramnya. Akan diterangkan pula sistem komunikasi secara umum, yang mendasari terjadi hubungan komunikasi jarak jauh (*telecommunication*) yang melalui suatu kanal (*channel*).

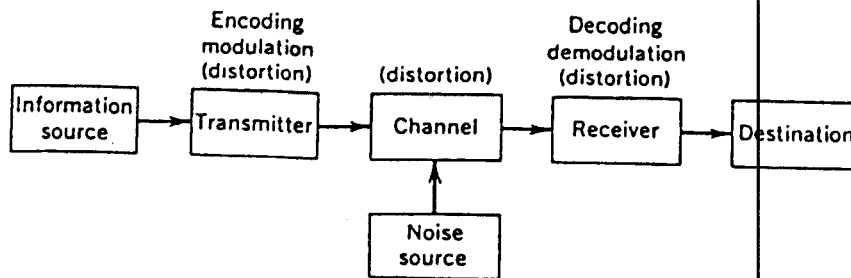
Selain membahas sifat dan karakteristik sistem komunikasi ELF, kita juga membandingkannya dengan sistem komunikasi pada jalur frekuensi lain seperti HF, VHF, UHF dan lainnya untuk mendapatkan persamaan dan perbedaannya sehingga akan terlihat keuntungan dan kerugian dari sistem komunikasi ELF.

Suatu contoh aplikasi dari sistem komunikasi ELF yang akan kita perlihatkan yaitu proyek Sanguine.

II.2 Sistem Komunikasi

Dalam sistem komunikasi dapat kita jabarkan sebagai suatu sistem yang bekerja untuk menyampaikan informasi dari suatu sumber informasi (*information source*) ke tempat tujuan (*destination*) dengan suatu proses tertentu.¹⁾

¹⁾ G Kennedy (1981), Electronic Communication Systems, McGraw-Hill Book Company, hal. 2

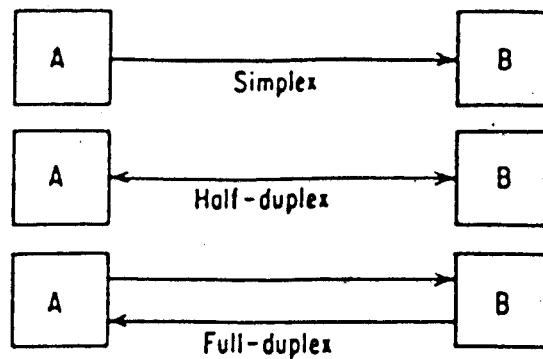
Gambar 2.1²⁾

Blok diagram sistem komunikasi.

Blok diagram dari sistem komunikasi dapat kita lihat pada gambar 2.1 di atas. Sumber informasi yang akan kita kirimkan dapat berupa pesan (*message*) suara, kode morse, kode digital atau sinyal lainnya. Untuk terjadinya suatu hubungan komunikasi jarak jauh atau telekomunikasi antara yang mengirim pesan dan yang mendapat pesan, pada pihak yang mengirim pesan harus memproses sinyal informasi tersebut melalui suatu pemancar (*transmitter*). Proses tersebut dapat berupa encoding, modulasi, multiplexing atau lainnya dan tidak menutup kemungkinan akan terjadi gangguan (*distortion*).

Sinyal keluaran dari pemancar kemudian dilewatkan suatu saluran atau kanal (*channel*) yang menghubungkan kedua belah pihak pada jarak yang jauh. Kanal ini juga mendapat gangguan (*distortion*) dan noise dari sumber noise (*noise source*) yang mempengaruhi sinyal tersebut.

²⁾ Ibid, hal. 2



Gambar 2.2⁹⁾

Tiga macam transmisi informasi pada saluran/kanal.

Pada pihak yang mendapat pesan terdapat penerima (*receiver*) untuk memproses sinyal keluaran dari kanal menjadi sinyal informasi kembali yang akhirnya sampai di tempat tujuan (*destination*). Proses pada penerima adalah kebalikan dari proses pemancar yaitu decoding, demodulasi demultiplexing dan lainnya. Hal ini juga tidak terlepas adanya gangguan (*distortion*).

Pada saluran atau kanal terdapat tiga macam transmisi informasi yang berbeda dan dapat dilihat pada gambar 2.2 di atas. Yang pertama adalah transmisi informasi satu arah (*simplex*) yaitu komunikasi yang hanya bisa dari A ke B saja, tidak dapat sebaliknya. Yang kedua adalah transmisi informasi dua arah bergantian

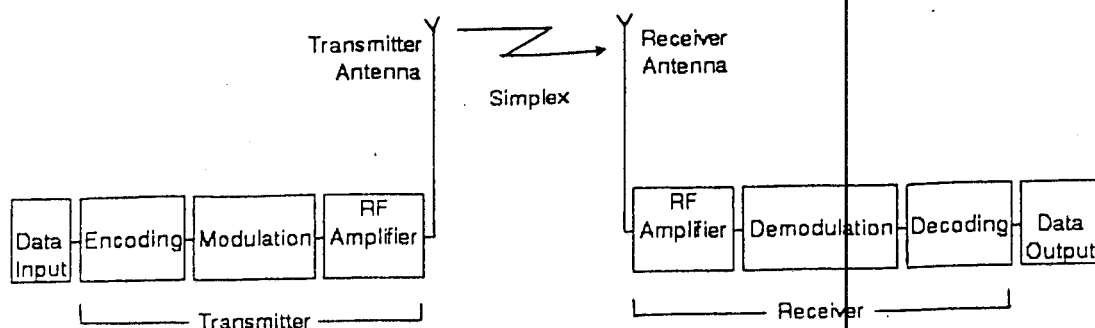
⁹⁾ DA Tugal & O Tugal (1982), Data Transmision, McGraw-Hill Book Company, hal. 2.

(*half-duplex*) yaitu komunikasi dapat berlangsung dua arah dari A ke B atau dari B ke A secara bergantian. Yang ketiga adalah transmisi informasi dua arah (*full-duplex*) yaitu komunikasi dapat berlangsung dua arah sekaligus dari A ke B dan dari B ke A secara bersamaan.

Media dari saluran/kanal tersebut dapat berupa kawat sejajar, kabel coaxial, serat optik, udara/atmosfir dan lainnya. Hal ini akan mempengaruhi sistem pemancar dan penerima dari sistem komunikasi yang akan dipakai. Misalnya untuk media udara/atmosfir maka sistem pemancar dan penerimanya membutuhkan suatu sistem antena pemancar dan penerima sebagai perangkat transformasi gelombang elektromagnetik dari pemancar ke udara/atmosfir. Kalau pada media serat optik, kita membutuhkan suatu sistem pemancar dengan sumber cahaya ILD (*Injection Laser Diode*) atau LED (*Light Emitting Diode*) dan sistem penerima dengan detektor PIN (*Positive Intrinsic Negative*) photodiode. Sinyal-sinyal digital digunakan untuk memodulasi arus dari sumber cahaya, kemudian cahaya yang dihasilkan dari sumber cahaya tersebut ditransmisikan melalui serat optik dan diterima oleh detektor untuk diubah kembali menjadi sinyal-sinyal digital.

II.3 Sistem Komunikasi ELF

Sistem komunikasi ELF merupakan sistem komunikasi radio dengan menggunakan gelombang elektromagnetik ELF (*Extremely Low Frequency*) atau dengan kata lain jalur ELF



Gambar 2.3

Blok diagram sistem komunikasi ELF.

pada spektrum frekuensi radio menempati frekuensi mulai dari 30 Hz sampai 300 Hz, sebagai gelombang pembawa (*carrier wave*) pada sistem pemancar dan penerimanya. Dari studi literatur yang kita dapatkan, dapat disimpulkan bahwa sistem komunikasi ELF merupakan sistem komunikasi data berkode digital dengan melalui proses encoding dan modulasi serta mempunyai sistem transmisi informasi satu arah (*simplex*).⁴⁾ Blok diagram sistem komunikasi ELF dapat kita lihat pada gambar 2.3 di atas.

Data Input merupakan sumber masukan informasi adalah kode digital. Frekuensi ELF yang sangat rendah ini mempunyai bandwidth yang kecil, jadi pesan suara (*audio*) atau gambar (*video*) tidak dapat dilakukan. Untuk pesan huruf atau angka dapat dikodekan menjadi kode digital 0

⁴⁾ SL Bernstein, DA McNeill & I Richer (1974), A Signaling Scheme and Experimental Receiver for Extremely Low Frequency Communication, IEEE Trans. on Communications, Vol. COM-22, No. 4, hal. 508-527

dan 1 melalui kode BCD (*Binary Coded Decimal*), kode ASCII (*American Standard Code for Information Interchange*) atau yang lainnya. Dipilihnya kode digital sebagai sumber informasi dibandingkan dengan kode analog seperti kode morse, yaitu kode digital lebih efisien dan lebih tahan noise.

Encoding merupakan proses penambahan digit pada kode digital yang akan ditransmisikan sebagai pengawasan terhadap kesalahan pengkodean (*error control coding*). Misalnya binary convolution encoder dengan 4 stage shift register dan 3 modulo adder akan menambah kode digital 0 dan 1 menjadi kode 3 digit dari 000 sampai 111. Proses ini sangat berguna untuk mendeteksi dan mengoreksi kesalahan kode yang dikirim akibat noise dan memperkecil probabilitas kesalahan (*probability of error*).

Modulation merupakan proses modulasi di mana kode digital sebagai pemodulasi dan gelombang elektromagnetik ELF sebagai gelombang pembawa (*carrier wave*). Frekuensi ELF sangat rendah sehingga data bit rate juga rendah. Untuk transmisi data digital dengan kecepatan rendah ini kita menggunakan modulasi FSK (*Frequency Shift Keying*) di mana sangat menguntungkan pada pengadaan perangkat kerasnya (*hardware*) dan relatif mudah pembangkitan sinyalnya (*signal generation*).

RF Amplifier merupakan penguat frekuensi radio (*radio frequency amplifier*) di mana pada pemancar merupakan penguat gelombang pembawa ELF sehingga mencapai

daya yang cukup untuk dipancarkan. Sedangkan pada penerima merupakan penguat gelombang elektromagnetik ELF yang ditangkap dari penala (*tuner*).

Transmitting Antenna merupakan antenna pemancar untuk frekuensi ELF. Misalnya antenna Beverage yaitu antenna dipole dengan kedua ujungnya ditanahkan (*grounded*).

Receiving Antenna merupakan antenna penerima untuk frekuensi ELF. Misalnya antenna kawat monopole yang ditarik oleh kapal selam (*trailing wire antenna*).

Demodulation merupakan proses untuk mendapatkan sinyal pemodulasi dari gelombang pembawanya. Misalnya dengan demodulasi FSK akan kita dapatkan sinyal pemodulasi dari sinyal FSK yaitu kode-kode digital.

Decoding merupakan proses kebalikan dari proses encoding. Misalnya dengan proses sequential decoder akan kita dapatkan kode digital yang sebenarnya dari proses binary convolution encoder.

Data Output merupakan keluaran data berupa informasi yang telah diterjemahkan dari kode digital menjadi huruf atau angka melalui pengkodean yang dipakai, misalnya BCD, ASCII atau yang lainnya.

Simplex merupakan transmisi informasi atau komunikasi yang hanya dapat dilakukan dalam satu arah saja yaitu dari pemancar ke penerima. Hal ini disebabkan oleh bentuk fisik dari antenna pemancar maupun penerima yang sangat panjang dan pemancar memerlukan daya yang besar untuk memancarkan gelombang elektromagnetik ELF.

Tabel 2.1⁵⁾

Beberapa bagian dari spektrum frekuensi radio.

Frekuensi	Panjang gelombang	Nama jalur frekuensi	
30 - 300 Hz	10000 - 1000 Km		ELF
3 - 30 KHz	100 - 10 Km	Myriametric waves	VLF
30 - 300 KHz	10 - 1 Km	Kilometric waves	LF
300 - 3000 KHz	1000 - 100 m	Hectometric waves	MF
3 - 30 MHz	100 - 10 m	Decametric waves	HF
30 - 300 MHz	10 - 1 m	Metric waves	VHF
300 - 3000 MHz	100 - 10 cm	Decimetric waves	UHF
3 - 30 GHz	10 - 1 cm	Centimetric waves	SHF
30 - 300 GHz	10 - 1 mm	Millimetric waves	EHF
300 - 3000 GHz	1 - 0,1 mm	Sub-millimetric waves	

II.4 Perbandingan ELF dengan Sistem Komunikasi Lainnya

Perbedaan yang jelas antara sistem komunikasi ELF dengan sistem komunikasi lainnya adalah frekuensi kerjanya. Dengan menunjuk pada buku Radio Regulations dari International Telecommunication Union (ITU), jalur frekuensi ELF (*Extremely Low Frequency*) terdapat pada Band 2 dalam spektrum frekuensi radio, yaitu mulai dari 30 Hz sampai dengan 300 Hz.⁶⁾ Pada tabel 2.1, terlihat beberapa bagian dari spektrum frekuensi radio tersebut.

⁵⁾ MPM Hall & LW Barclay (1989), Radio Propagation, Peter Peregrinus Ltd
hal. 1

⁶⁾ ML Burrows (1978), ELF Communications Antenna, Peter Peregrinus Ltd,
hal. 1

Tabel 2.2
Perbandingan sistem komunikasi ELF dengan
sistem komunikasi lainnya.

SISTEM KOMUNIKASI	DATA INPUT	PEMANCAR & PENERIMA	ANTENA TX & RX	TRANSMISI INFORMASI
ELF contoh : - Komunikasi radio bawah laut - Komunikasi radio bawah tanah	Digital	Encoding-Decoding Modulasi FSK Laju bit rendah Bandwidth kecil	Antena Beverage (Horizontal Wire Antenna) Antena kumparan (small loop) Trailing Wire Antenna	Simplex
VLF, MF dan HF contoh : - Radio AM - Radio amatir (80 m & SSB)	Analog (suara/morse)	Modulasi AM (broadcast) Modulasi SSB (amatir)	Antena Dipole / Monopole Antena Rhombic	Simplex (broadcast) Half-duplex (amatir)
VHF, UHF dan SHF contoh : - Komunikasi gelombang mikro - Komunikasi satelit	Analog (suara/gambar) Digital	Modulasi FM dengan multiplexer FDM Modulasi PSK dengan multiplexer SCPC/PCM	Antena Yagi Antena Dipole dengan reflektor parabola Antena Horn	Full-duplex
Serat Optik	Digital (suara/gambar)	Encoding-Decoding Sinyal digital memodulasi sumber optik Multiplexer TDW/PCM	—	Full-duplex

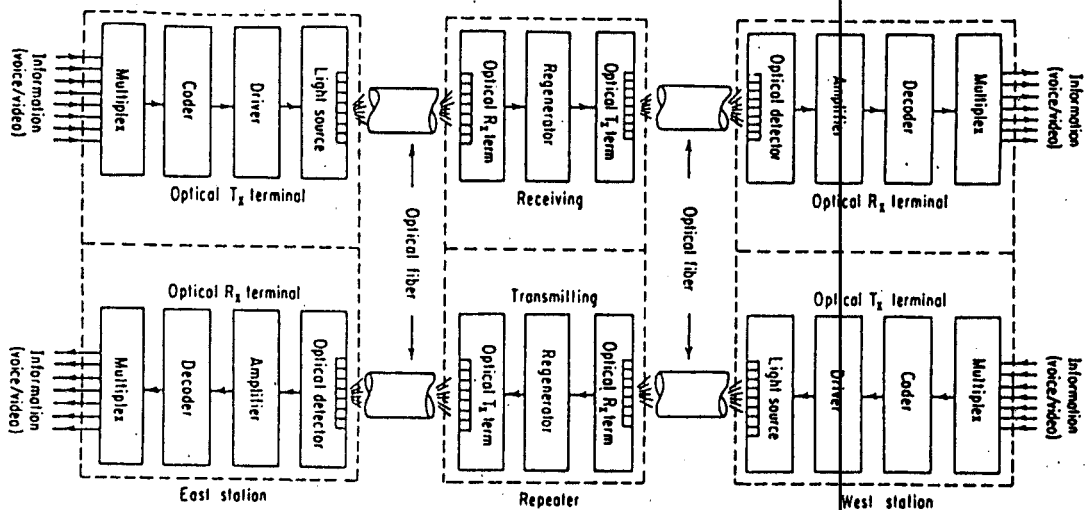
Dari tabel 2.2 di atas terlihat sistem komunikasi ELF dibandingkan sistem komunikasi yang lainnya seperti sistem komunikasi daerah VLF, MF dan HF seperti pemancar radio AM, radio amatir 80 m dan SSB (*single side band*), kemudian sistem komunikasi daerah VHF, UHF dan SHF seperti sistem komunikasi gelombang mikro (*micro wave*) atau sistem komunikasi line of sight, sistem komunikasi satelit dan sistem komunikasi serat optik yang menggunakan sumber cahaya dengan panjang gelombang elektromagnetik antara 800-1200 μm . Pada sub-bab berikut ini akan dibahas lebih lanjut tentang perbandingan sistem komunikasi tersebut.

II.4.1 Data Input dan Output

Bentuk data yang dapat dikirimkan melalui gelombang ELF adalah kode digital.⁷⁾ Kode morse juga dapat dikirimkan dengan gelombang ELF yaitu dengan menggunakan dua nada yang berbeda untuk dot dan dash, tetapi dalam penerimaan yang berjarak jauh akan mendapat gangguan noise yang lebih besar sehingga kesalahan penerimaan kode morse lebih besar dan keandalannya berkurang. Berbeda dengan kode digital yang dilengkapi dengan error control coding sehingga masih ada pendeteksian dan pengkoreksian kesalahan penerimaan kode digital sehingga memperkecil probabilitas kesalahannya. Demikian juga kode digital lebih tahan noise dari pada kode analog seperti kode morse tersebut.

Dibandingkan dengan sistem komunikasi yang lain seperti pada jalur VLF dan HF yang dapat mentransmisikan bukan hanya kode morse yang analog tetapi juga pesan suara seperti pada radio AM dan FM, atau pesan suara dan gambar seperti pada televisi VHF dan UHF dan sistem komunikasi gelombang mikro UHF dan SHF. Sistem komunikasi gelombang mikro sistem komunikasi satelit dapat juga mengirimkan kode digital, sedangkan untuk sistem komunikasi serat optik hanya data dengan kode digital baik untuk suara ataupun gambar.

⁷⁾ SL Bernstein, DA McNeill & I Richer (1974), op. cit., hal. 500

Gambar 2.4⁸⁾

Sistem komunikasi serat optik digital.

II.4.2 Pemancar dan Penerima

Pada sistem komunikasi ELF, sebelum mentransmisikan data informasi, oleh pemancar akan diproses terlebih dahulu dengan encoding dan modulasi.⁹⁾ Sedangkan sistem komunikasi lain yang memakai proses encoding dan modulasi, seperti pada sistem komunikasi serat optik digital dapat kita lihat blok diagramnya pada gambar 2.4 berikut ini. Dipilihnya sistem komunikasi serat optik digital yang menggunakan proses coder/decoder dan multiplexing, akan kita dibandingkan dengan sistem komunikasi ELF dalam hal kecepatan laju data dan seberapa efektif bila dipakai untuk beberapa masukan data.

⁸⁾ DA Tugal & O Tugal (1982), op. cit., hal. 280

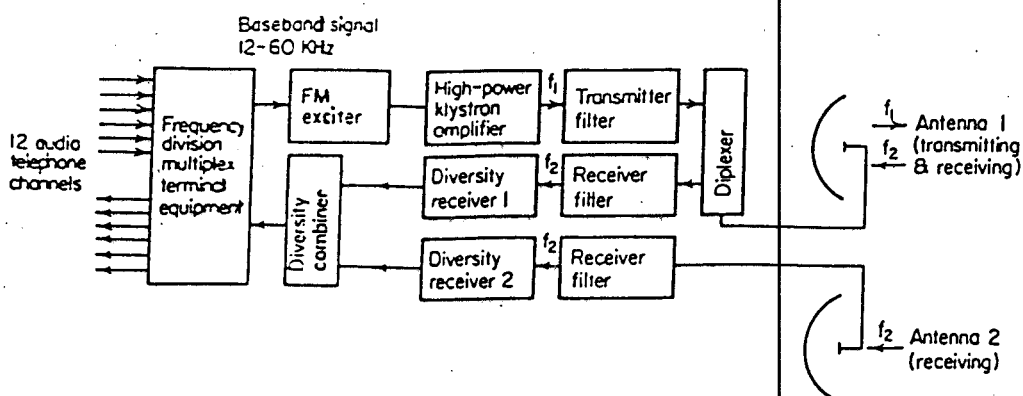
⁹⁾ SL Bernstein, DA McNeill & I Richer (1974), loc. cit.

Dari blok diagram pada gambar 2.4 tersebut terlihat adanya multiplexing yang berguna untuk menampung beberapa masukan data dan ditransmisikan menjadi satu keluaran dengan urutan bit data yang tertentu. Pada penerima urutan bit data tersebut akan diuraikan kembali oleh demultiplexing disertai sinkronisasi yang sama dengan proses multiplexing sebelumnya. Hal ini dimungkinkan oleh karena pemancar menggunakan sumber gelombang elektromagnetik cahaya yang mempunyai panjang gelombang 800-1200 μm , sehingga dapat dihasilkan laju bit data sampai beberapa puluh Mbit/s yang mampu mentransmisikan urutan bit data dengan cepat dan mampu mengirimkan beberapa masukan data dengan satu jalur transmisi saja.¹⁰ Proses multiplexing kode digital tersebut umumnya disebut TDM (*Time Division Multiplexing*).

Pada sistem komunikasi ELF yang mempunyai laju bit data sebesar 1 bit/s, akan menjadi tidak efektif bila dipakai untuk mengirimkan beberapa masukan data.¹¹ Dengan satu masukan data saja akan membutuhkan waktu penerimaan yang cukup lama apalagi untuk beberapa masukan data. Jadi dengan semakin tinggi frekuensi suatu sistem komunikasi, akan menambah laju bit data dan dapat menampung beberapa masukan sumber informasi (*multiplexing*).

¹⁰ DA Tugal & O Tugal (1982), op. cit., hal. 288-290

¹¹ HE Rove (1974), Extremely Low Frequency (ELF) Communication to Sub-marines, IEEE Trans. on Communications, Vol. COM-22, No. 4, hal. 972

Gambar 2.5¹²⁾

Blok diagram sistem komunikasi gelombang mikro.

Selain laju bit data yang rendah, bandwidth dari gelombang ELF juga kecil, hanya beberapa Hz saja. Hal ini juga tidak memungkinkan untuk menambah beberapa masukan sumber informasi dengan proses FDM (*Frequency Division Multiplexing*) seperti pada sistem komunikasi gelombang mikro (*microwave*) atau saling pandang (*line of sight*). Blok diagram sistem komunikasi gelombang mikro dapat dilihat pada gambar 2.5 di atas. Dipilihnya sistem komunikasi tersebut yang mempunyai jangkauan frekuensi antara 100 Mhz sampai 10 GHz atau jalur frekuensi VHF, UHF dan SHF, akan kita bandingkan dengan sistem komunikasi ELF dalam hal besarnya bandwidth, sistem modulasi dan teknik kompensasi yang digunakan.

¹²⁾ PF Panter (1972), Communication Systems Design : Line-of-sight and Tropo-scatter Systems, MacGraw-Hill Book Company, hal. 18

Tabel 2.3¹³⁾

Frekuensi baseband untuk beberapa kanal.

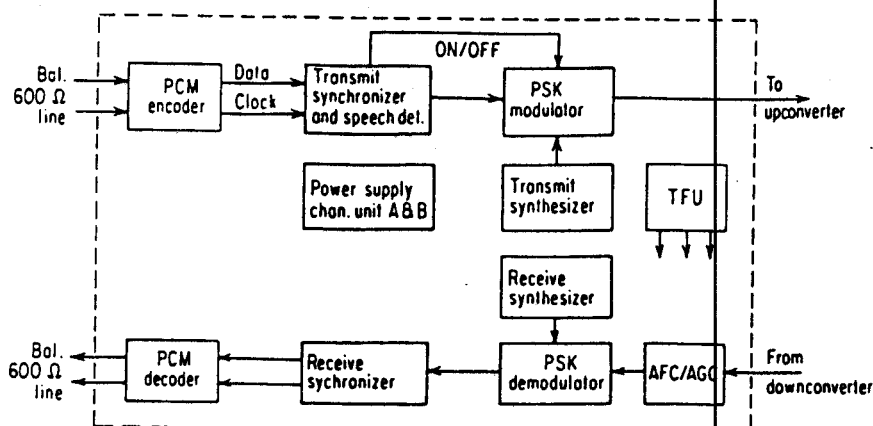
Jumlah kanal	Frekuensi baseband (kHz)
12 (1 group)	12-60 atau 60-108
24 (2 group)	12-108
60 (1 supergroup)	12-252 atau 60-300
120 (2 supergroup)	12-552 atau 60-552
240 (4 supergroup)	60-1.052
600 (10 supergroup)	60-2.540

Dari blok diagram pada gambar 2.5 tersebut terlihat masukan sumber informasi sebesar 12 kanal (1 group) memerlukan sinyal baseband antara 12-60 kHz. Hal ini dapat diperbesar lagi menjadi 600 kanal (10 supergroup) dengan sinyal baseband antara 60-2.540 kHz. Frekuensi baseband ini dapat dilihat pada tabel 2.3 di atas. Jadi sistem komunikasi gelombang mikro dapat menggunakan proses FDM untuk menampung 600 kanal dengan bandwidth sebesar 2,54 Mhz. Sedangkan sistem komunikasi ELF tidak dapat menggunakan proses FDM karena mempunyai bandwidth yang kecil (10-20 Hz).¹⁴⁾

Diagram blok dari sistem satu kanal SCFC/PCM (*Single Channel Per Carrier / Pulse Code Modulation*) pada sistem komunikasi satelit Intelsat dapat dilihat pada gambar 2.6 berikut ini. Terlihat data diproses dengan PCM encoder

¹³⁾ Ibid, hal. 9

¹⁴⁾ SL Bernatein, DA McNeill & I Richer [1974], op. cit., hal. 512

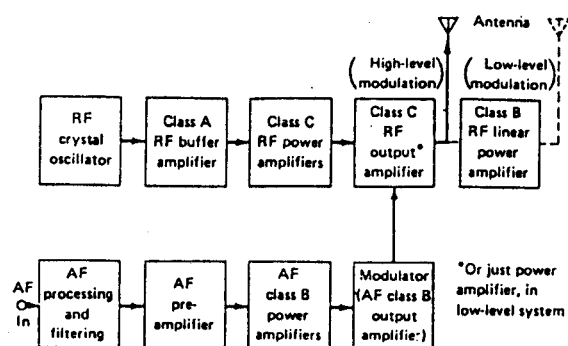
Gambar 2.6¹⁵⁾

Blok diagram sistem satu kanal SCPC/PCM pada sistem komunikasi satelit Intelsat.

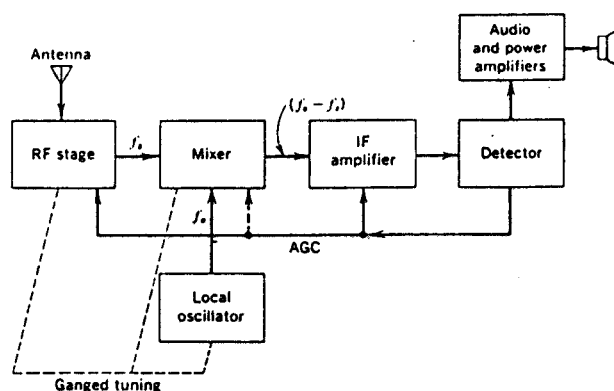
terlebih dahulu kemudian diberikan sinkronisasi serta dimodulasi dengan PSK yang sangat sesuai untuk data berkecepatan tinggi. Dari keluaran modulator PSK tersebut akan dibawa oleh satu gelombang pembawa untuk satu kanal data dari PCM tersebut (SCPC). Hal ini merupakan salah satu teknik efisiensi dari transmisi satelit. Untuk teknik penerimaannya merupakan kebalikan dari teknik pemancaran tersebut.

Untuk sistem komunikasi daerah VLF, MF dan HF sebagai contoh dapat diperlihatkan blok diagram pemancar AM dan penerima AM superheterodyne pada gambar 2.7 dan 2.8 berikut ini. Data input sistem komunikasi ini pada

¹⁵⁾ DA Tugal & O Tugal (1982), op. cit., hal. 242

Gambar 2.7¹⁶⁾

Blok diagram pemancar AM.

Gambar 2.8¹⁷⁾

Blok diagram penerima AM superheterodyne.

¹⁶⁾ G Kennedy [1981], op. cit., hal. 77¹⁷⁾ Ibid. hal. 152

umumnya adalah suara (*audio*) dan kode morse. Proses modulasinya adalah AM (*Amplitude Modulation*) dan untuk radio amatir ada yang memakai modulasi SSB (*Single Side Band*) di mana lebih efisien dibanding AM tetapi modulasi SSB memerlukan peralatan yang lebih kompleks daripada AM. Sistem komunikasi ini juga dipengaruhi oleh lapisan ionosfir seperti halnya pada karakteristik propagasi sistem komunikasi ELF. Dengan bantuan lapisan ionosfir tersebut gelombang elektromagnetik dapat dipantulkan lebih jauh dibandingkan sistem komunikasi gelombang mikro yang terbatas pada jarak garis pandang (*line of sight*).

Proses modulasi yang digunakan dalam sistem komunikasi gelombang mikro adalah modulasi FM (*Frequency Modulation*). Meskipun pada proses FDM menggunakan modulasi AM (*Amplitude Modulation*) tetapi setelah menjadi sinyal baseband akan dipancarkan menggunakan modulasi FM. Hal ini disebabkan modulasi FM lebih tahan noise dan cocok untuk komunikasi *line of sight*. Sedangkan pada penerima, proses demultiplexing FDM akan lebih sederhana peralatannya bila menggunakan modulasi AM yaitu dengan memberikan beberapa lowpass filter untuk mendapatkan kembali kanal-kanal yang ditransmisikan.

Demikian juga untuk sistem komunikasi ELF memilih proses modulasi FSK (*Frequency Shift Keying*) untuk transmisi data yang mempunyai kecepatan rendah. Sedangkan untuk kompleksitas peralatan dipilih FSK Noncoherent yang lebih sederhana dibandingkan dengan FSK Coherent.

Dibandingkan transmisi data berkecepatan tinggi seperti pada sistem komunikasi satelit, lebih cocok menggunakan proses PSK Coherent (*Phase Shift Keying*) meskipun memerlukan peralatan yang lebih kompleks. Lebih jauh tentang perbandingan modulasi analog dan modulasi digital dapat dilihat pada tabel 2.4 dan 2.5 berikut ini.

Daya pancar yang dibutuhkan untuk sistem komunikasi ELF sangatlah besar yakni sekitar 120 kW dari sebuah shaker-table amplifier.¹⁸⁾ Hal ini disebabkan antena pemancar yang sangat panjang yaitu 176 km (antena Beverage). Bila dibandingkan dengan sistem komunikasi gelombang mikro seperti pada gambar 2.5 dengan menggunakan high-power klystron amplifier dapat menghasilkan daya pancar mulai dari 1 sampai 50 kW. Sedangkan pada sistem komunikasi serat optik lebih kecil lagi yaitu daya output laser sebesar 5 mW.

Pada gambar 2.5 sistem komunikasi gelombang mikro tersebut menggunakan penerima dengan teknik diversity, yaitu teknik kompensasi akibat adanya jalur sinyal yang diterima lebih dari satu (*multipath*). Demikian juga pada sistem komunikasi ELF terdapat teknik kompensasi akibat kecepatan dan kedalaman kapal selam di dalam air laut.¹⁹⁾

¹⁸⁾ John Merrill (1974), Some Early Historical Aspects of Project Sanguine, IEEE Trans. on Communications, Vol. COM-22, No. 4, hal. 362

¹⁹⁾ SL Bernstein, DA McNeill & I Richer (1974), op. cit., hal. 513

Tabel 2.4²⁰

Perbandingan pada beberapa modulasi analog.

Type	Transmission Bandwidth (B_T)	$\frac{1}{\alpha} \left(\frac{S}{N} \right)_d$	DC Resp	Equipment Complexity	Applications
DSB	$B_T = 2f_x$	1	yes	Moderate: coherent demodulation is required. Small pilot carrier is often transmitted along with the DSB signal.	Analog data; multiplexing low bandwidth signals
AM	$B_T = 2f_x$	1/3	no	Minor: simple envelope detection is used. Modulation is simple. DC isolation is required at the receiver.	Broadcast radio
SSB	$B_T = f_x$	1	no	Major: coherent demodulation is required. Modulators are very complex.	Point to point voice communication (amateur and CB radio), multiplexing
VSB	$f_x < B_T < 2f_x$	1	yes	Major: coherent demodulation is necessary. Modulator requires symmetric filters.	Digital data and other wideband applications
VSB + C	same as VSB	1/3	yes	Moderate: envelope demodulation is used. Symmetric filters are required. DC restoration is required.	Television video and other large bandwidth signals
FM	$B_T = 2f_1 + 2f_x$	$(3/2)(f_1/f_x)^2$	yes	Moderate: modulation is somewhat complicated. Demodulation is simple using discriminator or PLL	Broadcast radio; microwave relay
PM	$B_T = 2(k_p + 1)f_x$	$k_p^2/2$	yes	Moderate: same as FM	Data transmission; multiplexed voice transmission
Baseband	$B_T = f_x$	1	yes	Minor: (no modulation)	Short point-to-point communications

Legend: f_x —message bandwidth. f_1 —peak frequency deviation. k_p —phase modulator sensitivity, $k_p \leq \pi$. $(S/N)_d$ —destination signal-to-noise ratio. $\alpha = S/\eta f_x$. $E\{X^2(t)\}$ is assumed to be 1 and 100% modulation is assumed for AM and VSB + C. Effects of preemphasis/deemphasis filtering are not included.

II.4.3 Antena Pemancar dan Penerima

Dari tabel 2.1 terlihat panjang gelombang dari ELF adalah sangat panjang dan mencapai 10000 km untuk frekuensi 30 Hz. Dalam hal panjang antena dipole $1/2 \lambda$, untuk jalur frekuensi ELF misalnya pada frekuensi 300 Hz

²⁰ KS Shanmugam (1979), Digital and Analog Communication Systems, John Wiley & Sons Inc, hal. 968-969

Tabel 2.5²¹⁾

Perbandingan pada beberapa modulasi digital.

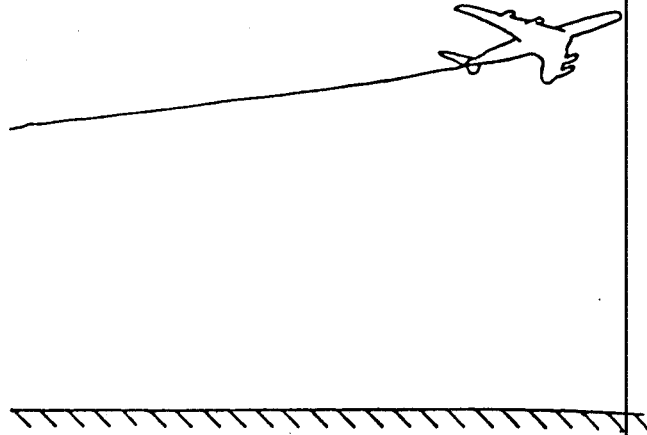
Scheme	$s_1(t), s_2(t)$	BW	P_r	S/N for $P_e = 10^{-4}$ (dB)	Equipment complexity	Comments
Coherent ASK	$s_1(t) = A \cos \omega_c t$ $s_2(t) = 0$ $\omega_c = k 2\pi r_b$ k -integer	$\approx 2r_b$	$Q\left(\sqrt{\frac{A^2 T_b}{4\eta}}\right)$	14.45	Moderate	Rarely used $T_b = A^2 T_b / 4$
Noncoh. ASK	Same as above	$\approx 2r_b$	$\frac{1}{2} \exp\left\{-\frac{A^2 T_b}{16\eta}\right\}$	18.33	Minor	$T_b = A/2$ $P_{e0} \neq P_{e1}$
Coherent FSK	$s_1(t) = A \cos(\omega_c - \omega_d)t$ $s_2(t) = A \cos(\omega_c + \omega_d)t$ $2\omega_d = 1.5\pi r_b$	$> 2r_b$	$Q\left(\sqrt{\frac{0.61 A^2 T_b}{\eta}}\right)$	10.6	Major	Seldom used: performance does not justify complexity $T_b = 0$
Noncoh. FSK	Same as above $2\omega_d = (k 2\pi) r_b$	$> 2r_b$	$\frac{1}{2} \exp\left\{-\frac{A^2 T_b}{8\eta}\right\}$	15.33	Minor	Used for slow speed data transmission: poor utilization of power and bandwidth $T_b = 0$.
Coherent PSK	$s_1(t) = A \cos \omega_c t$ $s_2(t) = -A \cos \omega_c t$ $\omega_c = k 2\pi r_b$	$\approx 2r_b$	$Q\left(\sqrt{\frac{A^2 T_b}{\eta}}\right)$	8.45	Major	Used for high speed data transmission. $T_b = 0$; best overall performance, but requires complex equipment
DPSK	Same as above with differential coding	$\approx 2r_b$	$\frac{1}{2} \exp\left(-\frac{A^2 T_b}{2\eta}\right)$	9.30	Moderate	Most commonly used in medium speed data transmission. $T_b = 0$: errors tend to occur in pairs

P_e —Prob. of error; A —carrier amplitude at receiver input; $\eta/2$ —two-sided noise psd; T_b —bit duration; r_b —bit rate; $f_c = \omega_c/2\pi$ = carrier frequency; T_b —threshold setting; $S/N = A^2/2\eta r_b$; $P_{e0} = P$ (error|0 sent); $P_{e1} = P$ (error|1 sent).

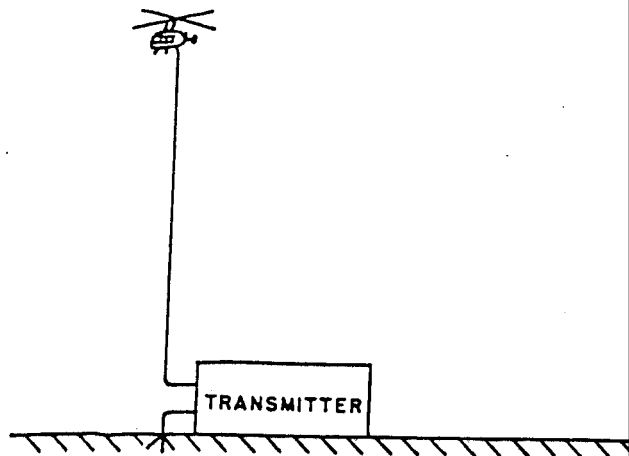
akan membutuhkan antena sepanjang 500 km, sedangkan untuk jalur frekuensi HF misalnya pada frekuensi 3,75 Mhz atau radio amatir 80 m akan membutuhkan antena sepanjang 40 m. Dari sini dapat juga dilihat bahwa sistem antena dipole pada jalur ELF membutuhkan biaya yang sangat besar.

Beberapa penelitian antena untuk jalur frekuensi ELF seperti yang terlihat pada gambar 2.9 yaitu antena kawat yang ditarik oleh pesawat terbang atau pada gambar 2.10 yaitu antena kawat vertikal yang didukung helikopter atau

²¹⁾ Ibid, hal. 415

Gambar 2.9²²⁾

Antena kawat yang ditarik oleh pesawat terbang.

Gambar 2.10²⁹⁾

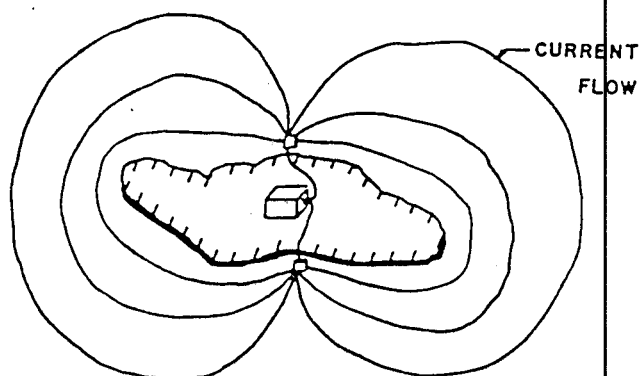
Antena kawat vertikal yang didukung oleh helikopter.

²²⁾ BE Keiser (1974), Early Development of the Project Sanguine Radiating System, IEEE Trans. on Communications, Vol. COM-22, No. 4, hal. 366

²⁹⁾ Ibid., hal. 367

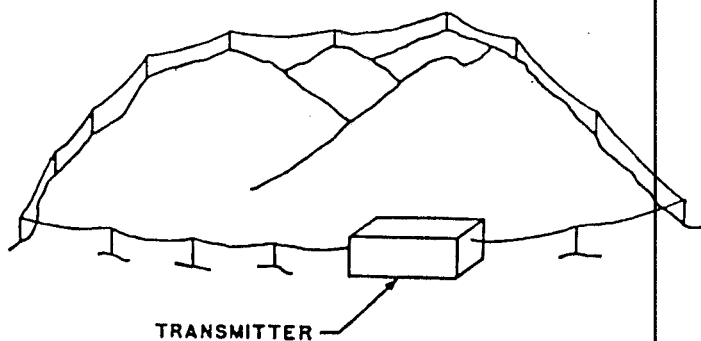
balon udara. Kedua antena tersebut yang berorientasi horisontal maupun vertikal mempunyai berat kawat yang sangat besar, sehingga diperlukan pesawat atau helikopter yang besar di mana mampu untuk mengangkat antena pada ketinggian ribuan feet dan konduktor antena harus cukup kuat mendukung beratnya sendiri dengan panjang sampai beberapa mil. Oleh karena itu model ini tidak praktis dan sangat berbahaya bila dialiri arus yang besar dan tegangan yang tinggi (di atas 50 kV) pada titik catu antena tersebut.

Model antena jalur ELF lainnya dapat dilihat pada gambar 2.11 yaitu antena kawat pada celah pulau (*island slot*) di mana antena ini pernah dicoba melintasi bagian Timur pulau Long Island. Konsep antena ini adalah arus akan mengalir melalui air dari elektrode yang satu ke elektrode yang lain di seberang pulau. Tetapi arus juga melalui tanah sepanjang jalur dari antena tersebut. Pada tes yang lebih lanjut menunjukkan jalur arus melalui air tidak dapat diandalkan untuk transmisi pada jarak horisontal tertentu. Tetapi keberadaan elektrode ini berkelakuan seperti antena Beverage kecil. Model antena ELF lainnya dapat dilihat pada gambar 2.12 yaitu antena kumparan pada pegunungan (*mountain loop*) di mana mampu meningkatkan luasan dari potongan melintang antena kumparan (*cross-sectional area*) dan dibutuhkan beberapa ratus kilometer persegi untuk mencapai radiasi yang diinginkan dari daya pemancar yang mungkin. Lebih jauh



Gambar 2.11²⁴⁾

Antena kawat pada celah pulau (*island slot*).

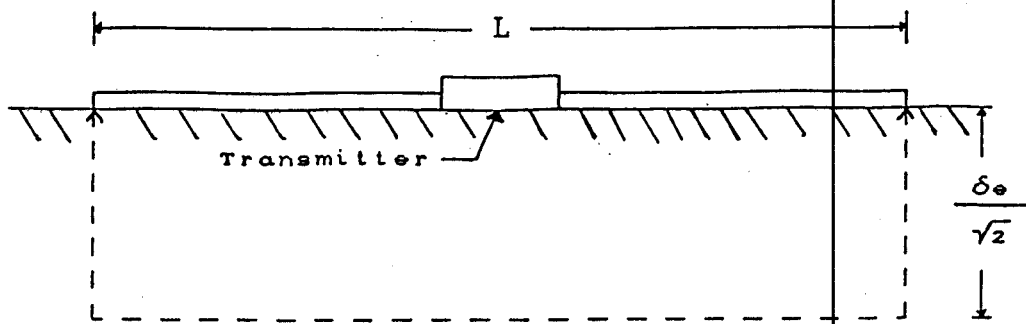


Gambar 2.12²⁵⁾

Antena kumparan pada pegunungan (*mountain loop*).

²⁴⁾ Ibid, hal. 367

²⁵⁾ Ibid, hal. 368

Gambar 2.13²⁰

Antena Beverage dengan kedalaman efektifnya.

kumparan dengan banyak lilitan/putaran (*multiple-turn loops*) akan menghasilkan reaktansi induktif tinggi yang tidak diinginkan (*high inductive reactance*). Untuk mengatasi hal tersebut antena tersebut ditempatkan pada terowongan yang baik (*conveniently-placed tunnel*).

Oleh karena itu dipilihlah model antena pemancar yang disebut antena Beverage atau antena pemancar berupa kawat horisontal dengan ujung-ujungnya ditanahkan (*grounded*). Secara sederhana dapat dilihat pada gambar 2.13 berikut ini. Model ini sangat erat hubungannya dengan arus listrik dari ujung antena yang satu melalui dalam tanah sampai ke ujung antena yang lainnya. Sehingga timbul istilah kedalaman efektif ($\delta_e/\sqrt{2}$), di mana δ_e adalah kedalaman kulit (*skin depth*), di mana tanah dianggap sebuah konduktor yang dilalui arus listrik dan diasumsikan bahwa $L \gg \delta_e$. Persamaan kedalaman kulit

²⁰ Ibid, hal. 908

adalah sebagai berikut :²⁷⁾

$$\delta_e = (2/\omega \mu_e \sigma_e)^{1/2} \quad (2.1)$$

di mana ω adalah $2\pi f$ (radian/detik), μ_e adalah permeabilitas magnetik tanah = μ_0 bila tidak terdapat kandungan besi, dan σ_e adalah konduktivitas tanah. Semakin rendahnya konduktivitas maka semakin besar kedalaman kulitnya dan semakin besar pula rugi-rugi daya pada tanah. Oleh karena itu efisiensinya akan turun, tetapi didapatkan pengarahannya radiasi antena yang baik. Jadi langkah pertama untuk penempatan lokasi antena ELF adalah mencari lokasi dengan konduktivitas tanah yang rendah.

Pada tabel 2.6 dapat dilihat contoh konduktivitas dari beberapa media di bumi. Sedangkan gambar 2.14 menunjukkan grafik kedalaman kulit sebagai fungsi dari frekuensi untuk beberapa harga konduktivitas.

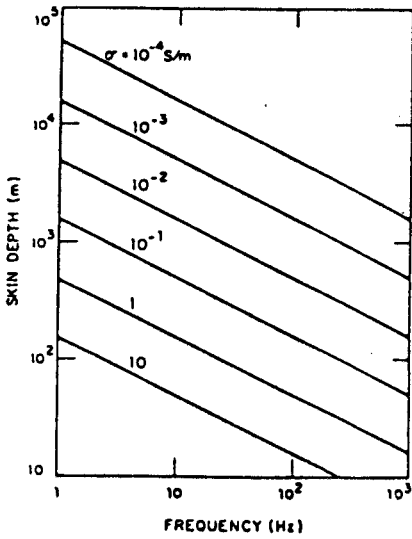
Inilah yang menjadi salah satu keuntungan dari sistem komunikasi ELF yaitu daya penetrasi gelombang elektromagnetik ELF terhadap media seperti tanah atau air laut dapat mencapai kedalaman yang lebih besar dibandingkan sistem komunikasi yang lain. Hal ini yang mendasari adanya sistem komunikasi dari pemancar di daratan ke kapal selam di bawah laut. Aplikasi lainnya yang dapat dilaksanakan adalah sistem komunikasi dari pemancar di permukaan tanah ke penerima di bawah tanah

²⁷⁾ Ibid, hal. 368

Tabel 2.6²⁸⁾

Konduktivitas dari beberapa media di bumi.

Media	Konduktivitas (S/m)	
	Umum	Jangkauan
Batuan	10^{-1} s/d 10^{-9}	>1 s/d $<10^{-4}$
Tanah	10^{-2} s/d 10^{-9}	$>10^{-1}$ s/d $<10^{-3}$
Air laut	4	3 s/d 5
Air tawar	10^{-9} s/d 10^{-4}	—
Batubara	10^{-2} s/d 10^{-9}	100 s/d 10^{-4}
Es (glacial)	10^{-4} s/d 10^{-6}	—
Permafrost	10^{-4} s/d 10^{-5}	—



Gambar 2.14²⁹⁾

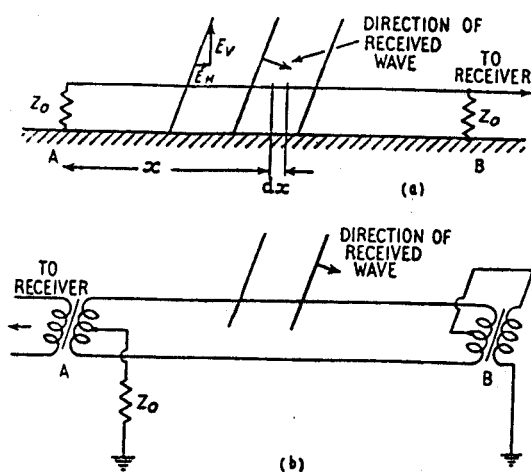
Grafik kedalaman kulit sebagai fungsi dari frekuensi.

²⁸⁾ ML Burrows (1978), op. cit., hal. 6

²⁹⁾ Ibid., hal. 6

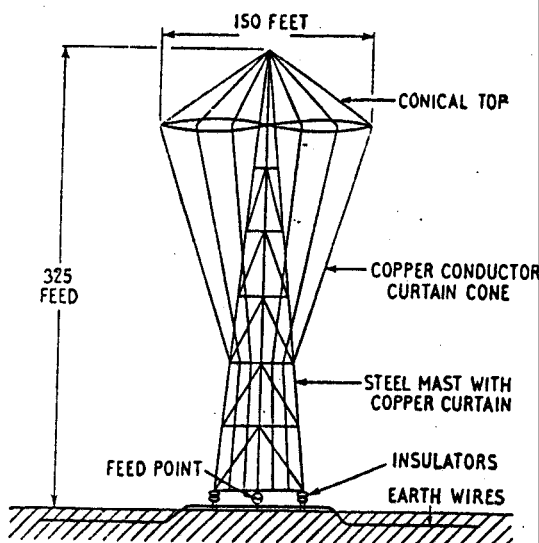
Antena penerima pada sistem komunikasi bawah laut umumnya berupa antena kawat monopole yang ditarik kapal selam. Antena tersebut juga sangat panjang (1000 ft) dan menggunakan elektrode dengan bahan yang tidak mudah karat seperti titanium. Sedangkan antena penerima pada sistem komunikasi bawah tanah berupa antena loop. Lebih lanjut tentang hal ini akan dibahas pada bab berikutnya.

Beberapa jenis antena yang dapat diperlihatkan seperti antena untuk daerah ELF dan VLF, salah satu contohnya yaitu antena Beverage dapat dilihat pada gambar 2.15. Terdapat dua tipe yaitu tipe kawat tunggal dan tipe dua kawat dengan transformator. Untuk daerah LF dan MF mempunyai antena yang juga sangat besar, salah satu contohnya adalah antena untuk sistem radio navigasi untuk frekuensi 70 kHz sampai 130 kHz dapat dilihat pada gambar 2.16. Sedangkan untuk daerah HF salah satu contohnya adalah antena Rhombic yang dapat dilihat pada gambar 2.17. Dengan semakin tingginya frekuensi atau dengan kata lain panjang gelombang yang semakin pendek, maka antena untuk daerah VHF dan UHF semakin kecil bentuk fisiknya, seperti antena Yagi yang terlihat pada gambar 2.18. dan antena dipole dengan reflektor parabola yang terlihat pada gambar 2.19 berikut ini. Bila saluran transmisi berbentuk waveguide untuk daerah frekuensi yang lebih tinggi dari UHF dapat menggunakan antena horn yang sesuai seperti pada gambar 2.20 yang memperlihatkan tiga tipe antena horn yaitu tipe sectoral, piramidal dan biconical.

Gambar 2.15³⁰⁾

Dua macam tipe antena Beverage yaitu :

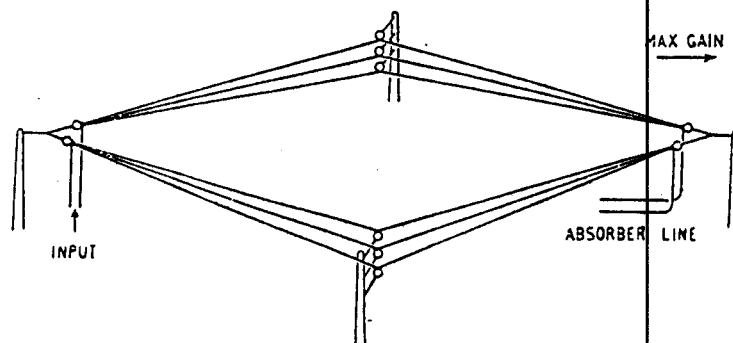
- (a) tipe kawat tunggal
- (b) tipe dua kawat dengan transformator.

Gambar 2.16³¹⁾

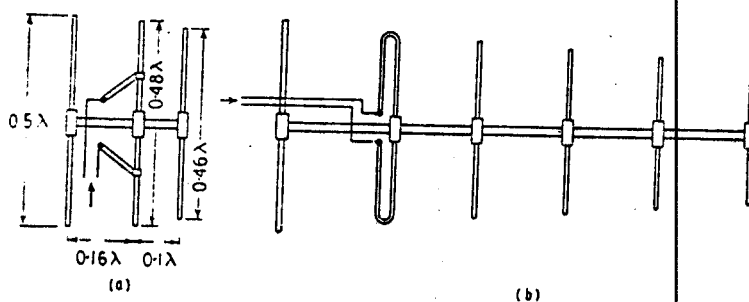
Antena untuk sistem radio navigasi (70 kHz-130 kHz).

³⁰⁾ EVD Glazier & HRL Lamont (1958), Transmission and Propagation, Her Majesty's Stationery Office, hal. 337

³¹⁾ Ibid, hal. 335



Gambar 2.17³²⁾
Antena Rhombic.



Gambar 2.18³³⁾

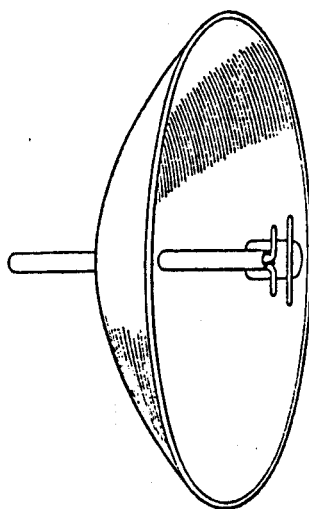
Beberapa macam antena Yagi

(a) antena Yagi 3 elemen dengan shunt feed

(b) antena Yagi 6 elemen dengan folded dipole.

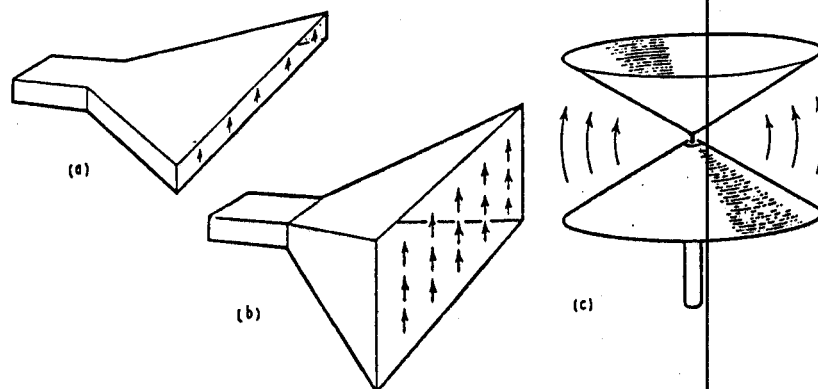
³²⁾ Ibid, hal. 355

³³⁾ Ibid, hal. 376



Gambar 2.19³⁴⁾

Antena dipole dengan reflector parabola.



Gambar 2.20³⁵⁾

Beberapa tipe antena Horn

- (a) tipe sectoral
- (b) tipe pyramidal
- (c) tipe biconical.

³⁴⁾ Ibid, hal. 402

³⁵⁾ Ibid, hal. 419

II.4.4 Transmisi Informasi

Sistem komunikasi ELF hanya dapat melakukan transmisi informasi satu arah (*simplex*).³⁶⁾ Untuk menjadikannya suatu sistem transmisi dua arah akan sangat tidak praktis dan efisien, karena keterbatasan bentuk fisik dan biaya pembangunan dari pemancar dan penerima yang sangat besar dan tingginya daya listrik yang dibutuhkan untuk memancarkan gelombang ELF, di mana akan tidak efisien bila dilakukan dari kapal selam. Untuk sistem komunikasi yang lain seperti pemancar radio AM (*broadcasting*) bersifat simplex, tetapi kalau sistem komunikasi radio amatir seperti 80 m atau SSB bersifat half-duplex. Untuk sistem komunikasi gelombang mikro maupun sistem komunikasi serat optik bersifat full-duplex atau sistem transmisi informasi dua arah dengan masing-masing pihak mempunyai pemancar dan penerima yang bekerja secara bersamaan.

II.5 Aplikasi ELF

Penelitian awal mengenai aplikasi dari gelombang elektromagnetik ELF adalah penelitian tentang sistem komunikasi ke seluruh dunia (*world wide communication system*) yang dilakukan oleh Nikola Tesla dengan menggunakan pemancar pembatas percikan listrik yang besar (*huge spark gap transmitter*) yang berlokasi di Colorado

³⁶⁾ SL Bernstein, DA McNeill & I Richer (1974), op. cit., hal. 508

Spring pada tahun 1899.³⁷⁾ Kemudian beberapa tahun kemudian ia mendirikan fasilitas yang sama dan lebih besar di Long Island dan berharap dapat mengirim sinyal ke Cornish Coast di Inggris. Dia juga mengajukan proposal untuk pengembangan sistem ini untuk dapat memancarkan daya ke seluruh penjuru dunia. Tetapi sponsornya, J. Pierpont Morgan, membatalkan bantuan penelitian tersebut, oleh karena Marconi lebih sukses mendemonstrasikan transmisi sinyal trans-atlantic pada tahun 1901 yang instrumennya lebih sederhana dan murah.

Sejak jaman Tesla itulah, gelombang elektromagnetik pada daerah 60 Hz dikembangkan untuk penyaluran daya listrik melalui konduktor baik kabel udara maupun kabel tanah, sehingga penemuan Tesla tentang teknik AC (*Alternating Current*) banyak phase ini menjadi prinsip dasar dalam pendistribusian daya listrik.

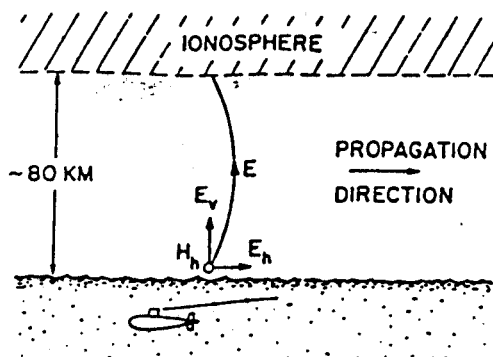
Penelitian tentang aplikasi ELF lainnya seperti membangkitkan dan memancarkan gelombang elektromagnetik pada daerah 100 Hz ke dalam tanah berhasil diperagakan pertama kali oleh Conrad dan Marcel Schlumberger di Perancis sebelum tahun 1920. Para ahli geofisika ini menggunakan gelombang elektromagnetik ini untuk pencarian sumber alam seperti kandungan mineral dalam tanah.

³⁷⁾ JR Wait (1974), Historical Background and Introduction to the Special Issue on Extremely Low Frequency (ELF) Communications, IEEE Trans. on Communications, Vol. COM-22, No. 4, hal. 353

Pengembangan awal dari teknik transmisi gelombang elektromagnetik ELF adalah bagaimana memancarkan daya yang cukup pada ruang antara bumi-ionosfir (*the earth-ionosphere waveguide*). Konsep dasar yang sederhana adalah dengan menempatkan elektrode pada kedua ujung kabel berisolasi dan memberi titik catu dengan sumber daya listrik AC. Sehingga sumber tersebut dapat disamakan dengan dipole listrik horisontal (*horizontal electric dipole*) pada perbatasan udara-tanah. Antena dipole tersebut kemudian dikembangkan menjadi antena Beverage seperti pada gambar 2.13. Oleh karena ketidak-sempurnaan dari konduktivitas tanah maka dipole tersebut membangkitkan sinyal berpolarisasi vertikal dan berpropagasi pada waveguide yang dibentuk dari permukaan tanah dan lapisan bawah ionosfir. Gelombang ELF ini juga dapat menembus air laut sampai kedalaman tertentu sehingga dapat mencapai penerima di bawah laut. Bila penerima tersebut ditempatkan pada kapal selam maka terjadilah komunikasi antara pemancar di daratan dengan kapal selam di bawah laut. Pada gambar 2.21 dapat dilihat gelombang ELF yang merambat pada ruang di bawah ionosfir.

Realisasi dari konsep tersebut adalah percobaan yang didemonstrasikan oleh Angkatan Laut Amerika Serikat (*U.S. Navy*) tentang proyek Sanguine (*Project Sanguine*).³⁸⁾ Proyek ini merupakan penelitian tentang sistem komunikasi

³⁸⁾ Ibid., hal. 354

Gambar 2.21³⁰⁾

Gelombang ELF yang merambat pada ruang di bawah ionosfir.

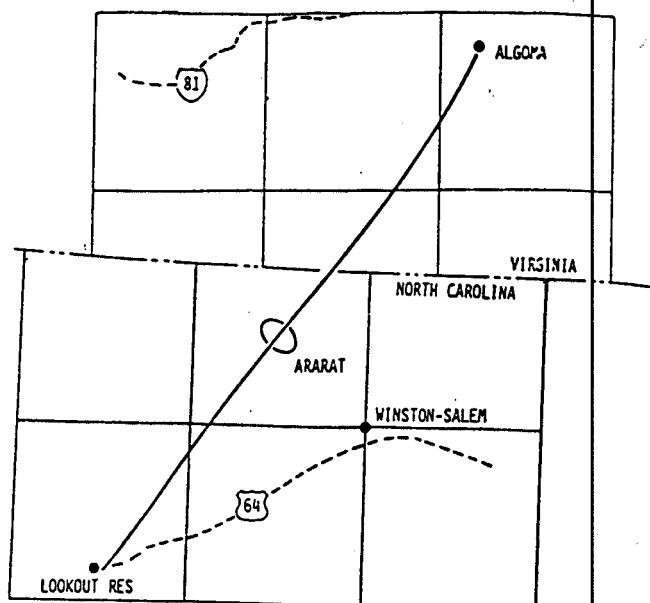
satu arah dari pemancar di daratan ke kapal selam di dalam lautan. Angkatan Laut Amerika Serikat tertarik akan sistem komunikasi ini setelah mempelajari proposal Nicolas Christofilos dari University of California di mana gelombang elektromagnetik ELF dapat diresonansikan pada ruang antara bumi-ionosfir dan redaman gelombang elektromagnetik di udara maupun di dalam laut sangat rendah.

Pada proyek Sanguine ini diperlukan suatu survey konduktivitas tanah di beberapa daerah di Amerika Serikat, dan dipilihlah tempat tersebut yaitu dari daerah bagian barat dari Virginia sampai bagian barat North Carolina yang berkonduktivitas tanah sekitar $2,5 \times 10^{-4}$ U/m. Ujung antenna sebelah selatan terletak di sekitar danau daerah Lookout Shoals, North Carolina dan ujung antenna sebelah utara terletak di daerah perkebunan

³⁰⁾ ML Burrows (1978), op. cit., hal. 208

tembakau Algoma, Virginia. Tempat digelarnya antena tersebut sepanjang 176 km dan diberi nama Site Alpha, di mana dipakai untuk penelitian mulai tahun 1962 sampai tahun 1970. Di tengah antena tersebut dicatu dengan pemancar berkekuatan 120 kW shaker-table amplifier dan dikemudikan oleh unit modulator pengunci spesial (*special keyer-modulator unit*) yang beroperasi pada frekuensi antara 4 sampai 500 Hz. Kebanyakan pengoperasiannya memakai frekuensi di bawah 150 Hz dengan arus antena nominal 60 A. Sehingga diharapkan timbul medan listrik sebesar $58 \mu\text{V/m}$ pada jarak 1000 km. Peta lokasi dari Site Alpha ini dapat dilihat pada gambar 2.22 berikut ini.

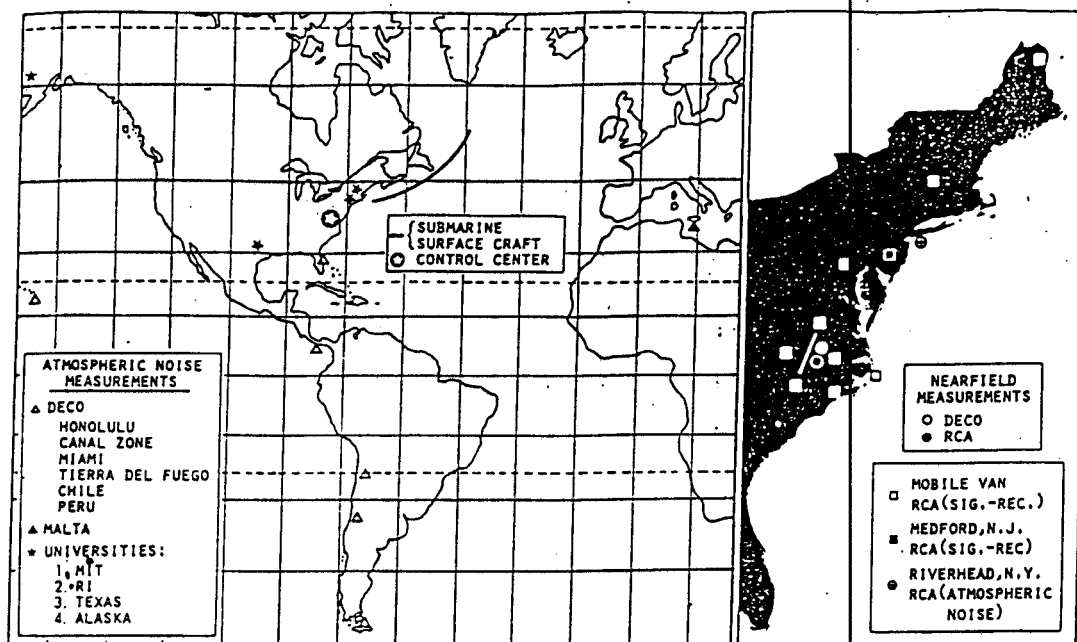
Kemudian dilaksanakan Intensive Test di beberapa lokasi seperti Stanford Research Institute, Naval Research Laboratory, RCA Laboratories, Development Engineering Corporation (DECO), dan lainnya, untuk mendapatkan data pengukuran medan dekat dan atmospheric noise. Pelaksanaan Intensive Test ini juga diterima oleh kapal selam USS SEAWOLF (SSN-575) dengan antena kabel yang ditarik (*trailing cable*) sepanjang 1000 ft, di mana pada ujungnya terdapat sensor berupa sepasang probe listrik (*electric probe-pair*) dengan sebuah 75 m pemisah kedua probe tersebut. Sinyal yang diukur adalah 78, 125, 156 dan 250 Hz dengan menggunakan antena tersebut sampai jarak penerimaan lebih dari 3200 km. Beberapa lokasi pengukuran dari Intensive Test dapat dilihat pada gambar 2.23 berikut ini.

Gambar 2.22⁴⁰⁾

Peta lokasi dari Site Alpha (1962-1970).

Dari dasar-dasar sistem komunikasi ELF yang telah dibahas di atas, kita mengetahui beberapa keistimewaan dari sistem komunikasi tersebut. Salah satunya adalah mempunyai daya penetrasi yang besar sehingga mampu menembus ke dalam tanah maupun air laut. Dalam media tersebut tentunya tidak terlepas dari adanya redaman, noise serta fenomena propagasi lainnya. Beberapa karakteristik propagasi gelombang elektromagnetik ELF tersebut akan kita bahas pada bab berikut ini.

⁴⁰⁾ John Merrill (1974), op. cit., hal. 362

Gambar 2.23⁴¹⁾

Beberapa lokasi penerima dari Intensive Test.

⁴¹⁾ Ibid, hal. 968

BAB III

KARAKTERISTIK PROPAGASI ELF

III.1 Umum

Dalam bab ini akan dibahas tentang sifat dan karakteristik gelombang elektromagnetik ELF dalam perambatannya pada media atmosfer. Yang pertama kita bahas adalah gelombang elektromagnetik ELF yang melalui ruang antara permukaan bumi dengan ionosfir yaitu gelombang datar (*plane wave*) atau gelombang elektromagnetik bermode TEM (*Transverse Electric and Magnetic*).

Dalam perambatan gelombang elektromagnetik ELF tersebut, akan mengalami efek redaman (*attenuation*) pada media yang dilaluinya. Kita juga membandingkan redaman tersebut dengan jalur frekuensi yang lain seperti HF, VHF, UHF dan lainnya. Hal ini akan memperlihatkan beberapa keistimewaan dari gelombang ELF tersebut.

Selain redaman gelombang elektromagnetik, kita juga membahas noise yang mempengaruhi gelombang ELF di atmosfer. Noise tersebut umumnya berupa kilatan petir (*lighting strokes*) yang dapat menimbulkan impuls yang besar pada sinyal gelombang ELF. Juga redaman dan interferensi yang terjadi pada penerima di dalam laut.

Fenomena yang lain dari propagasi gelombang elektromagnetik ELF adalah adanya efek resonansi Schumann (*Schumann resonances*). Fenomena ini ditemukan pertama

kali oleh W.O. Schumann ketika mengamati puncak-puncak level noise dari spektrum frekuensi, di mana puncak impuls noise tersebut cenderung terjadi pada suatu frekuensi tertentu beserta beberapa frekuensi resonansinya.

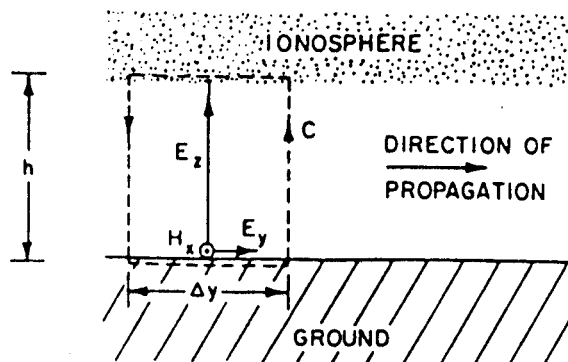
III.2 Gelombang Datar⁴²⁾

Gelombang elektromagnetik yang dibangkitkan oleh pemancar akan berpropagasi pada ruang yang dibatasi oleh permukaan bumi dengan lapisan ionosfir. Ruang ini dapat diasumsikan sebagai waveguide 'parallel-plate' yang sangat besar. Lapisan ionosfir mempunyai ketinggian efektif sekitar 80 km. Ketinggian tersebut sangatlah kecil dibandingkan dengan panjang gelombang ELF pada ruang hampa. Maka gelombang elektromagnetik yang paling efektif untuk dipancarkan adalah gelombang elektromagnetik dengan mode yang paling rendah yaitu gelombang datar (*plane wave*) atau gelombang TEM (*Transverse Electric and Magnetic*). Dalam mode ini, medan listrik dan magnetik saling tegak lurus terhadap arah propagasinya. Pada gambar 3.1 berikut ini dapat dilihat gelombang datar pada ruang antara permukaan bumi dan ionosfir.

Dari gambar 3.1 tersebut, perbandingan antar medan listrik vertikal E_z dengan medan magnetik horisontal H_k merupakan impedansi gelombang η untuk waveguide tersebut.

$$\eta = E_z/H_k \quad (3.1)$$

⁴²⁾ ML Burrows (1978), op. cit., hal. 44-47

Gambar 3.1⁴⁹⁾

Gelombang datar pada ruang di antara permukaan bumi dan ionosfir.

Impedansi permukaan untuk permukaan bumi/tanah,

$$E_y(y, 0) = \eta_g H_x \quad (3.2)$$

dan impedansi untuk permukaan ionosfir,

$$E_y(y, h) = -\eta_i H_x \quad (3.3)$$

di mana h adalah ketinggian efektif dari ionosfir.

Dengan menggunakan persamaan Maxwell yaitu :

$$\nabla \times E = -i\omega\mu H - j_m \quad (3.4)$$

di mana j_m adalah distribusi arus magnetik, maka line integral medan listrik sepanjang garis putus-putus C adalah :

$$\begin{aligned} E_y(y, 0)\Delta y + E_z(y+\Delta y, z)h - E_y(y, h)\Delta y - E_y(y, z)h \\ = -i\omega\mu_0 H_x(y, z)\Delta y h \end{aligned} \quad (3.5)$$

⁴⁹⁾ Ibid, hal. 45

Dengan hukum Faraday ($\oint E \cdot dl = -(\partial/\partial t) \int B \cdot dA$), gabungan persamaan (3.2), (3.3) dan (3.5) akan menjadi :

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} = -i\omega\mu_0 H_x - \frac{\eta_i + \eta_g}{h_i} H_x$$

atau

$$\frac{\partial E_z}{\partial y} = -i\omega\mu_0 H_x \quad (3.6)$$

di mana $\mu_0 = S^2 \mu_0$, disebut juga permeabilitas magnetik kompleks dan S^2 didefinisikan sebagai :

$$S^2 = 1 - i(\eta_g + \eta_i)/(\omega\mu_0 h_i)$$

atau

$$S = [1 - i(\eta_g + \eta_i)/(\omega\mu_0 h_i)]^{1/2} \quad (3.7)$$

di mana S adalah parameter kenaikan mode solution pada ruang antara bumi dan lapisan ionosfir.

Demikian juga untuk medan magnetik, dengan prosedur yang sama akan didapatkan :

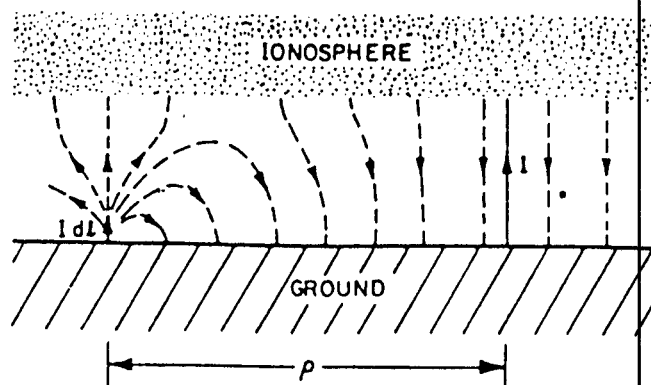
$$\frac{\partial H_x}{\partial y} = -i\omega\epsilon_0 E_z \quad (3.8)$$

Persamaan (3.6) dan (3.8) di atas merupakan persamaan gelombang datar untuk waveguide dengan dinding berkonduktivitas sempurna, oleh karena itu angka gelombang (wave number) k untuk propagasi dengan konduktivitas tak sempurna (imperfect conductivity) didefinisikan sebagai berikut :

$$k = \omega^2 \sqrt{\epsilon_0 \mu_0} = S k_0 \quad (3.9)$$

sedangkan impedansi gelombangnya menjadi :

$$\eta = \frac{\omega\mu_0}{k} = S \frac{\omega\mu_0}{k_0} = S\eta_0 \quad (3.10)$$

Gambar 3.2⁴⁴⁾

Garis-garis medan listrik dari elemen arus vertikal pada waveguide permukaan bumi - ionosfir.

Dari antenna kawat horisontal di permukaan tanah yang telah diketahui panjang dan arus antenanya, kita akan mendapatkan persamaan medan listriknya pada jarak tertentu dari antenna tersebut. Pada gambar 3.2 di atas dapat dilihat garis-garis medan listrik dari elemen arus vertikal pada waveguide permukaan bumi - ionosfir.

Persamaan dasar untuk medan E vertikal adalah :⁴⁵⁾

$$|E_z| = \left[\frac{2\pi\mu_0}{c} \right]^{1/2} \frac{f_c |I| L_t}{2h\nu^{1/2}} \left(\frac{d/a}{\sin(d/a)} \right)^{1/2} \frac{\exp(-\alpha d)}{d^{1/2}} \cos \theta \quad (3.11)$$

$$H_z = \left(\frac{\epsilon_0}{\mu_0} \right)^{1/2} E_z \quad (3.12)$$

⁴⁴⁾ Ibid, hal. 47

⁴⁵⁾ HE Rove (1974), op. cit., hal. 372

di mana :

E_z : medan E vertikal (volt/meter);

f_c : frekuensi pembawa (Hertz);

I : arus antenna pemancar (Ampere);

L : panjang antenna pemancar (meter);

h : ketinggian efektif ionosfir (meter);

σ : konduktivitas tanah (U/m);

π : konstanta phi = 3,14;

μ_0 : permeabilitas ruang hampa = $4\pi \times 10^{-7}$ H/m;

c : kecepatan cahaya $\approx 3 \times 10^8$ m/s;

d : jarak penerima dari pemancar (m);

a : jari-jari bumi = $6,371 \times 10^6$ m;

α : redaman di udara (dB/m);

θ : sudut yang dibentuk oleh garis pemancar ke penerima dengan garis arah pola radiasi antenna;

H_x : medan H horisontal (volt/meter);

ϵ_0 : permitivitas ruang hampa = $10^{-9}/36\pi$ F/m.

Persamaan di atas berdasar pada asumsi bumi dan lapisan ionosfir sebagai konduktor sempurna, sedangkan ruang di antaranya bersifat waveguide yang teredam (*lossy waveguide*). Bila medan E dan H tersebut melalui media air laut, maka tangensial H adalah kontinyu dan dengan mempergunakan persamaan standar untuk propagasi dalam media teredam (*lossy medium*) di mana arus konduksi lebih besar dari arus perpindahan ($\sigma \gg \omega\epsilon$), didapatkanlah persamaan medan listrik horisontal di bawah permukaan

laut sebagai berikut :⁴⁶⁾

$$E_H|_{z=0} = \left[\frac{j2\pi f c \mu_0}{\sigma_s} \right]^{1/2} \quad (3.13)$$

$$H = \left[\frac{j2\pi f c \epsilon_0}{\sigma_s} \right]^{1/2} E_z \quad (3.14)$$

di mana :

$E_H|_{z=0}$: medan listrik horisontal di bawah permukaan laut;

H : medan magnetik di bawah permukaan laut;

σ_s : konduktivitas air laut, umumnya 3 sampai 5 U/m.

Contoh penerapan persamaan di atas dapat dilihat pada bab tersendiri yaitu bab aplikasi (bab V).

III.3 Redaman Gelombang ELF

Gelombang elektromagnetik ELF berpropagasi dalam waveguide permukaan bumi-ionosfir akan mengalami redaman. Pada persamaan 3.9 di atas, parameter propagasi S mempunyai bagian real yaitu $\text{Re}(S) = c/v_{ph}$ di mana c adalah kecepatan cahaya $= 3 \times 10^8$ m/s dan v_{ph} adalah kecepatan fase dari gelombang elektromagnetik di dalam atmosfir. Sedangkan $\text{Im}(S) = \alpha/0,0290\omega$ sehingga untuk persamaan redamannya menjadi :⁴⁷⁾

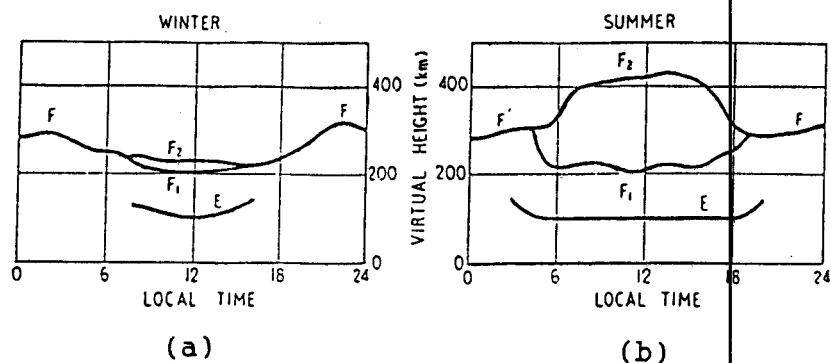
$$\alpha = 0,0290\omega |\text{Im}(S)| \text{ db/1000 km} \quad (3.15)$$

Atau dengan persamaan lain yaitu :

$$\alpha = 20 \log_{10} [\exp |\text{Im}(k)|] \text{ dB/m} \quad (3.16)$$

⁴⁶⁾ Ibid, hal. 374

⁴⁷⁾ ML Burrows (1978), op. cit., hal. 46

Gambar 3.3⁴⁸⁾

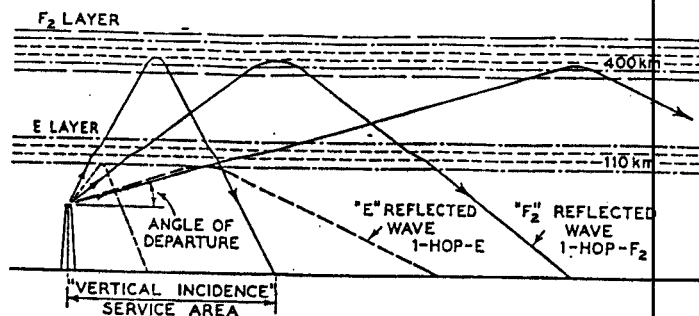
Ketinggian lapisan ionosfir pada

(a) musim dingin

(b) musim panas.

Persamaan tersebut bergantung pada model ionosfir yang digunakan. Hal ini dikarenakan ketinggian efektif ionosfir selalu berubah-ubah setiap waktu. Seperti pada gambar 3.3 di atas yang memperlihatkan lapisan ionosfir pada musim dingin (*winter*) dan musim panas (*summer*). Untuk malam hari terlihat lapisan F yang berada pada ketinggian sekitar 300 km baik dalam musim dingin maupun musim panas. Sedangkan pada siang hari musim dingin terdapat lapisan F₁ dengan ketinggian sekitar 200 km dan lapisan F₂ sedikit di atas lapisan F₁ tersebut. Untuk siang hari pada musim panas, lapisan F₁ tetap pada ketinggian sekitar 200 km, tetapi lapisan F₂ berkisar pada ketinggian 400 km. Hal ini dipengaruhi oleh

⁴⁸⁾ EVD Glazier & HRL Lamont (1958), op. cit., hal. 448

Gambar 3.4⁴⁹⁾

Pantulan gelombang HF pada lapisan ionosfir.

aktivitas molekul-molekul gas pada atmosfer akibat energi sinar matahari yang diserapnya. Sehingga mempengaruhi juga kerapatan elektron maupun konduktivitas ion pada molekul-molekul gas di atmosfer. Dengan berubah-ubahnya kerapatan elektron dan ketinggian lapisan ionosfir tersebut, akan mempengaruhi juga redaman gelombang elektromagnetik yang berpropagasi pada waveguide permukaan bumi-ionosfir.

Model ionosfir ini sangat berpengaruh pada jalur frekuensi tinggi HF, di mana hal ini dimanfaatkan sebagai pantulan gelombang HF sehingga dapat mencapai jarak pancaran yang lebih jauh, seperti pada gambar 3.4 berikut ini.

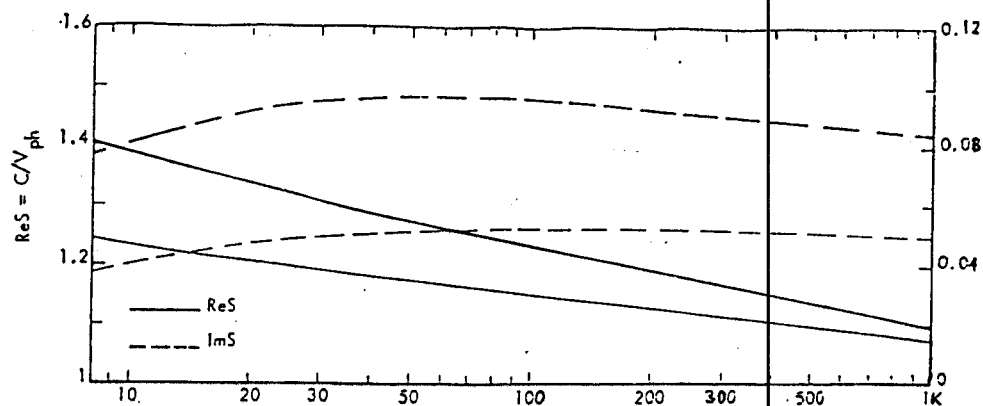
⁴⁹⁾ WE Pannett (1967), Dictionary of Radio & Television, Elsevier Publishing Company, hal. 148

Salah satu model ionosfir untuk gelombang ELF adalah model ionosfir eksponensial isotropik.⁵⁰ Model ionosfir ini memperkirakan ketinggian efektif ionosfir pada siang hari sebesar 45 km dan pada malam hari sebesar 60 km. Pada gambar 3.5 berikut ini, dapat dilihat kecepatan fase dan laju redaman gelombang ELF untuk model ionosfir tersebut. Kecepatan fase maupun laju redaman untuk siang hari terlihat lebih tinggi dibandingkan pada waktu malam hari. Laju redaman terlihat semakin tinggi dengan bertambahnya frekuensi. Sedangkan harga real kecepatan fase terlihat berkurang dengan bertambahnya frekuensi atau dengan kata lain mendekati harga kecepatan cahaya yaitu $c = 3 \times 10^8$ m/s.

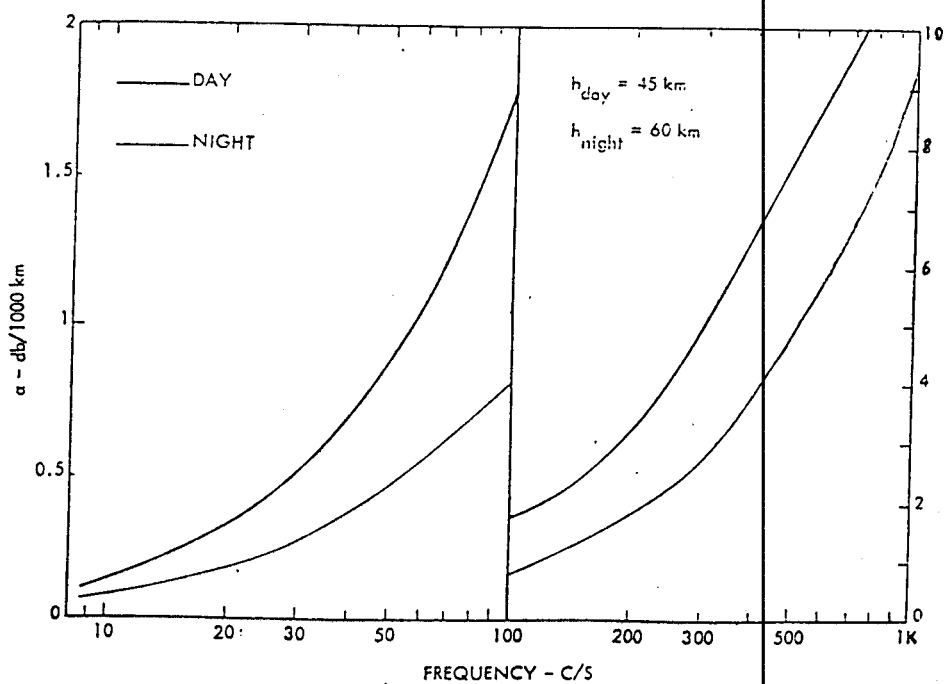
Model ionosfir yang lain dengan grafik kerapatan elektron seperti yang terlihat pada gambar 3.6 berikut ini adalah lapisan ionosfir yang diteliti oleh D.G. Deeks tahun 1966 pada ketinggian menengah atau lapisan D dari data sun-spot minimum.⁵¹ Profil lapisan ionosfir yang diperkirakan adalah $h_p = 80$ km. Terlihat juga profil untuk malam dan siang hari, baik pada musim dingin maupun musim panas.

⁵⁰ J. Galejs (1972), Terrestrial Propagation of Long Electromagnetic Waves, Pergamon Press Inc, hal. 245

⁵¹ J. Galejs (1968), Propagation of ELF and VLF Waves Below an Anisotropic with a Dipping Static Magnetic Field, Journal of Geophysical Research Vol. 73, No. 1, hal. 243



(a)



(b)

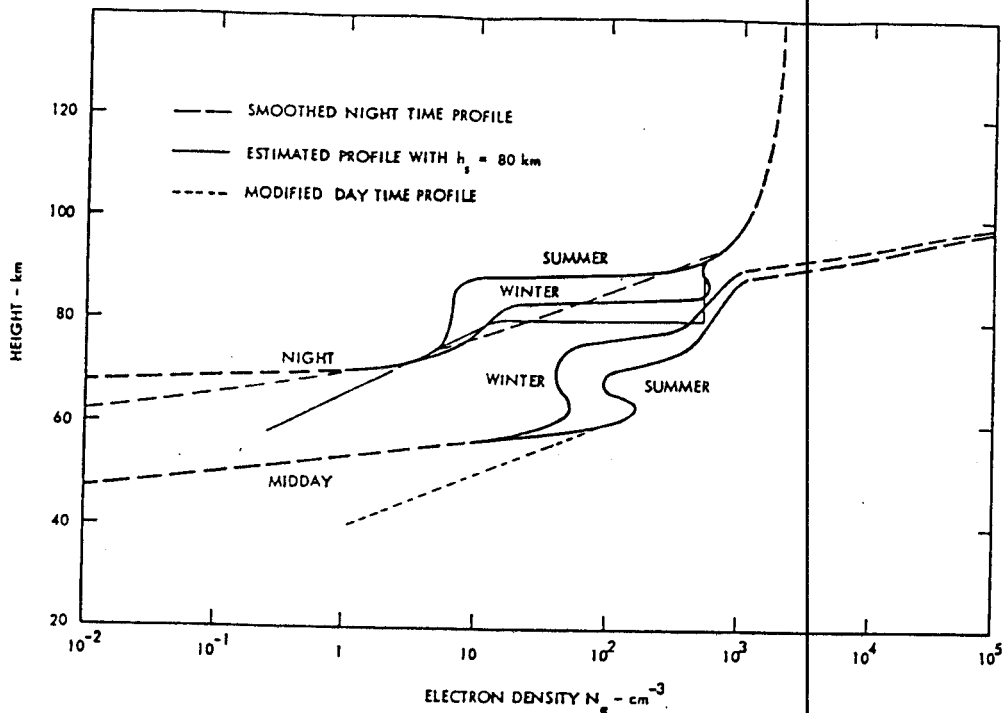
Gambar 3.5⁵²⁾

Untuk model ionosfir eksponensial isotropik

(a) kecepatan fase gelombang ELF

(b) laju redaman gelombang ELF

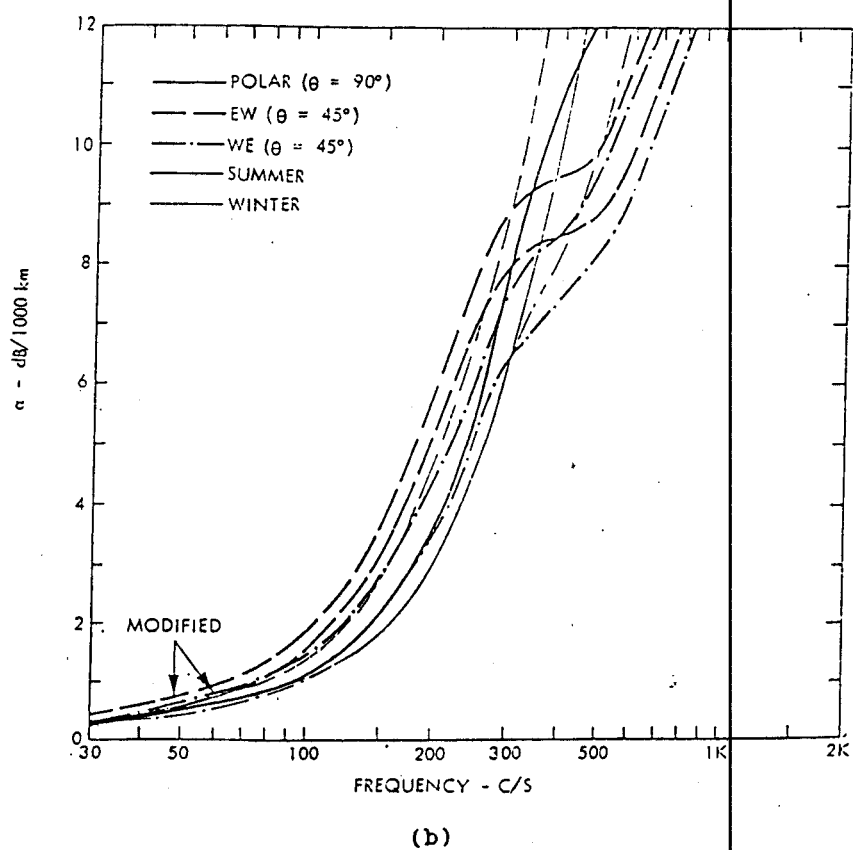
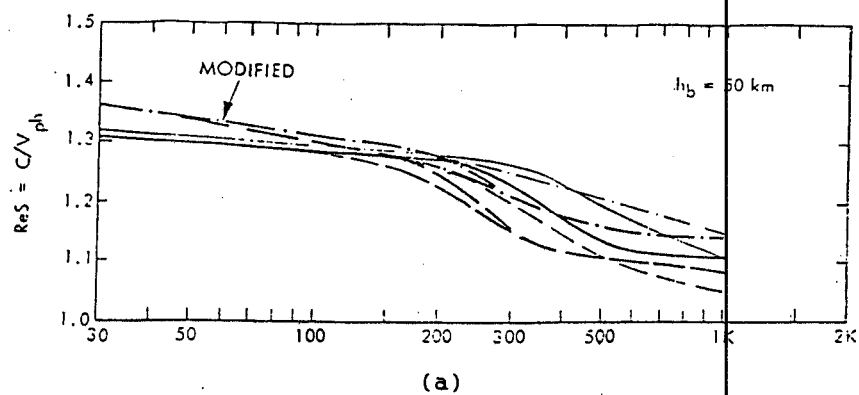
⁵²⁾ J. Galejs [1972], op. cit., hal. 246

Gambar 3.6⁵⁹⁾

Kerapatan elektron untuk lapisan ionosfir.

Dari model ionosfir tersebut didapatkan grafik kecepatan fase dan laju redaman pada siang hari dan malam hari yang dapat dilihat pada gambar 3.7 dan 3.8 berikut ini. Pada gambar tersebut terlihat kecepatan fase semakin menurun dengan bertambah besarnya frekuensi atau dengan kata lain mendekati harga kecepatan cahaya. Untuk laju redaman pada musim panas terlihat lebih tinggi dibandingkan pada musim dingin. Sedangkan pengukuran propagasi kutub (*polar*), propagasi dari timur ke barat (EW atau *east-west*), maupun propagasi dari barat ke timur

⁵⁹⁾ J. Galejs (1968), loc. cit



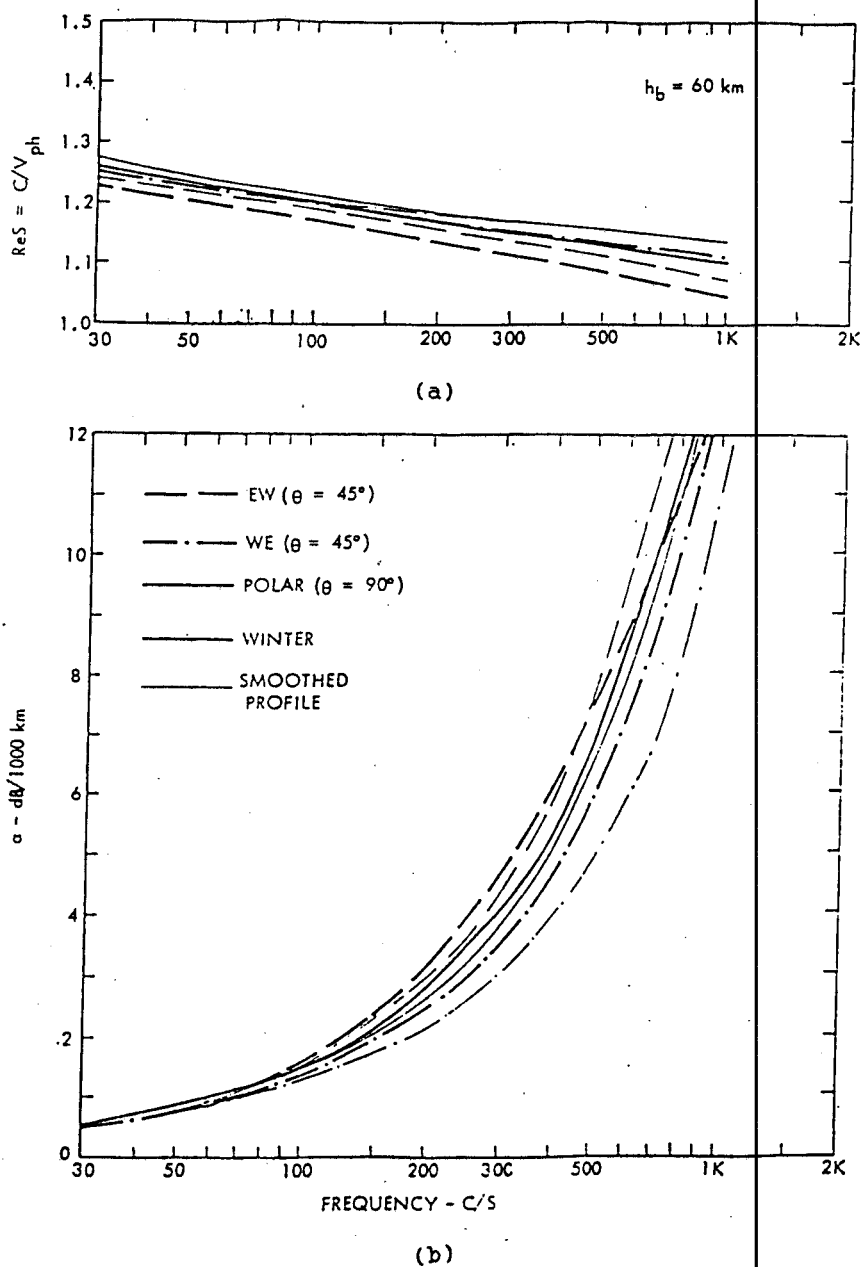
Gambar 3.7⁵⁴⁾

Untuk model ionosfir D.G. Deeks pada siang hari

(a) kecepatan fase gelombang ELF

(b) laju redaman gelombang ELF

⁵⁴⁾ J. Galeja (1972), op. cit., hal. 248



Gambar 3.8⁵⁵⁾

Untuk model ionosfir D.G. Deeks pada malam hari

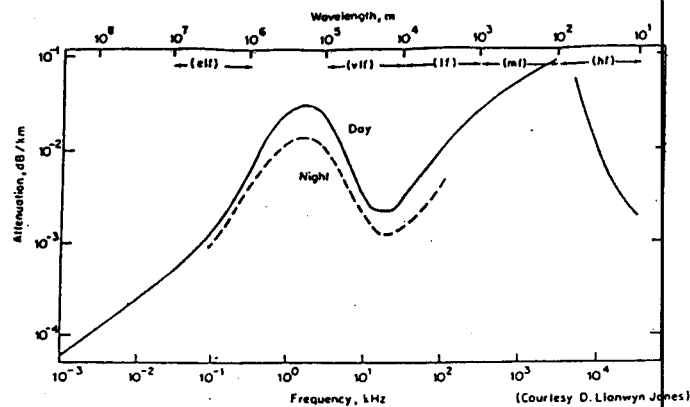
(a) kecepatan fase gelombang ELF

(b) laju redaman gelombang ELF

⁵⁵⁾ Ibid., hal. 249

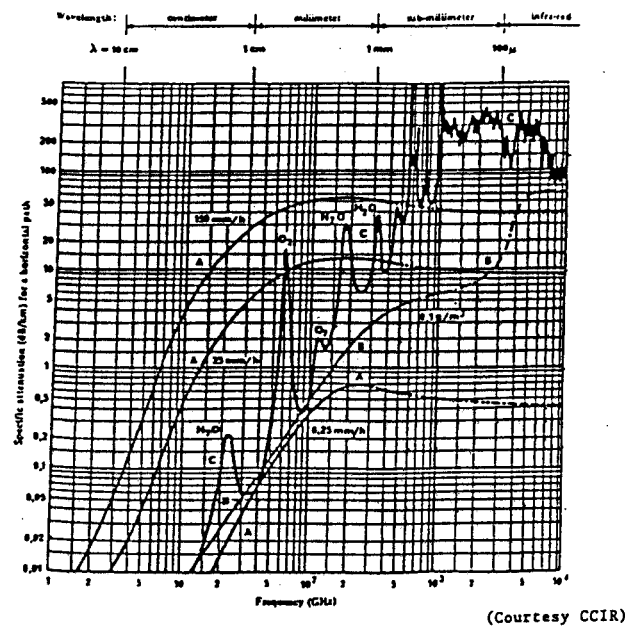
(WE atau *west-east*) terlihat mempunyai profil laju redaman yang hampir sama yaitu grafik eksponensial. Peningkatan laju redaman yang cepat pada siang hari terlihat mulai 100 Hz yaitu sekitar 1,5 dB/1000 km, 200 Hz dengan harga sekitar 4 dB/1000 km, 300 Hz menjadi 8 dB/1000 km dan meningkat terus pada frekuensi berikutnya. Sedangkan pada malam hari terlihat frekuensi 100 Hz sekitar 1,5 dB/1000 km, sedangkan pada 300 Hz baru mencapai sekitar 4 dB/1000 km dan redaman 8 dB/1000 km dicapai pada sekitar 500 Hz. Jadi untuk siang hari terlihat peningkatan grafik eksponensial yang lebih tinggi dibandingkan pada malam hari.

Secara umum redaman pada atmosfer dapat dilihat pada gambar 3.9 berikut ini, di mana pada jalur ELF mempunyai redaman yang rendah di bawah 10^{-2} dB/m dan mulai pada jalur LF dan MF redamannya berada di atas 10^{-2} dB/m. Sedangkan pada frekuensi di atas 1 GHz (UHF dan SHF) terlihat hujan, kabut dan gas-gas dalam atmosfer yaitu oksigen dan uap air akan menambah besarnya redaman pada transmisi gelombang elektromagnetik di atmosfer. Hal tersebut dapat dilihat pada gambar 3.10. Grafik A mewakili curah hujan, grafik B mewakili kabut dan grafik C mewakili gas-gas atmosfer seperti oksigen (O_2) dan uap air (H_2O). Hal ini memperlihatkan bahwa semakin tingginya frekuensi akan semakin besar pula redaman yang disebabkan oleh aktifitas cuaca pada atmosfer. Sehingga untuk gelombang ELF yang mempunyai redaman yang sangat kecil,



Gambar 3.9⁵⁶⁾

Redaman atmosfir pada gelombang elektromagnetik untuk frekuensi 1 Hz sampai 30 MHz.

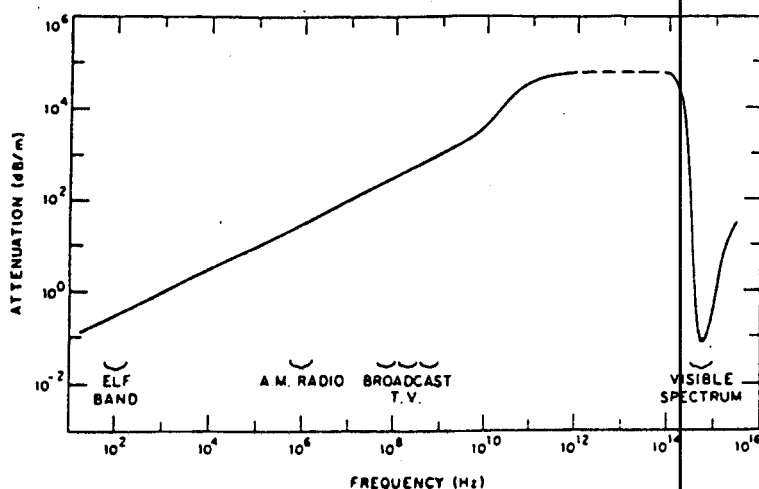


Gambar 3.10⁵⁷⁾

Redaman atmosfir pada gelombang elektromagnetik untuk frekuensi di atas 1 GHz.

⁵⁶⁾ MPM Hall & LW Barclay (1989), op.cit, hal. 9

⁵⁷⁾ Ibid, hal. 9



Gambar 3.11⁵⁸⁾

Redaman gelombang elektromagnetik di air laut sebagai fungsi dari frekuensi.

pengaruh oleh gas oksigen, uap air, atau hujan adalah sangat kecil dan dapat diabaikan. Sedangkan untuk komunikasi microwave (UHF dan SHF) yang mempunyai frekuensi kerja sampai Ghz, hal ini sangatlah diperhitungkan dan tidak dapat diabaikan.

Untuk redaman gelombang elektromagnetik di air laut sebagai fungsi dari frekuensi dapat kita lihat pada gambar 3.11. Misalnya kita ambil contoh frekuensi 100 Hz terlihat redamannya sekitar 0,5 dB/m, sangat kecil dibandingkan dengan frekuensi di atas 1 MHz yang redamannya di atas 30 dB/m. Dengan demikian redaman gelombang elektromagnetik terhadap air laut sangatlah rendah yaitu

⁵⁸⁾ ML Burrows (1978), op. cit., hal. 9

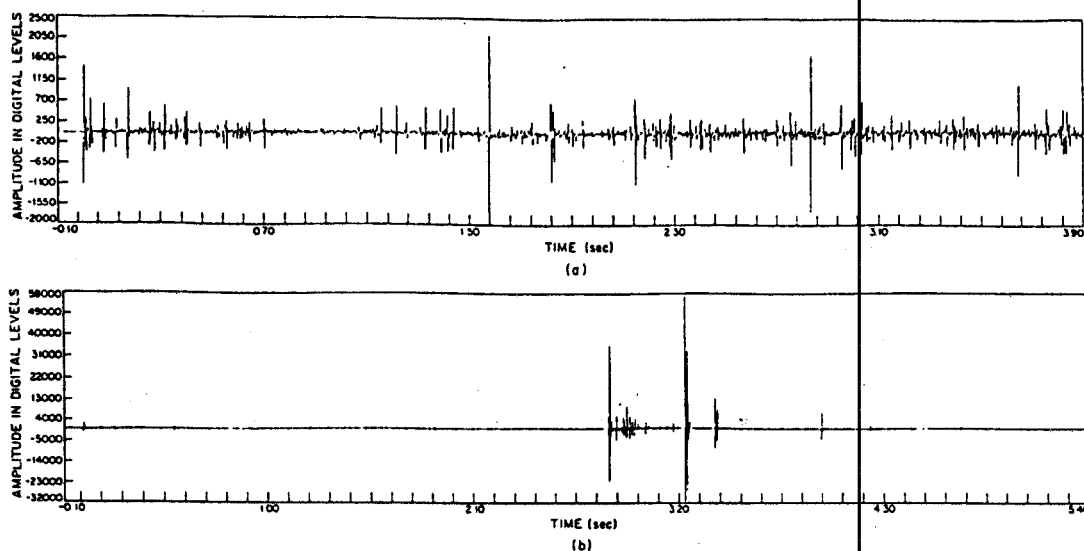
berada di bawah 1 dB/m bila dibandingkan dengan jalur radio AM (atau jalur Medium Frekuensi/MF) yang berada di atas 10 dB/m. Semakin tinggi frekuensinya akan semakin besar pula redamannya seperti pada jalur pemancar televisi (VHF dan UHF) yang berada di atas 100 dB/m.

III.4 Noise Gelombang ELF

Dalam propagasi gelombang ELF juga tidak terlepas dari bermacam-macam sumber interferensi. Misalnya noise atmosfer, radiasi tenaga listrik (*power line*) dan lain sebagainya. Pada penerima tentunya juga terdapat noise penerima, noise antena dan lainnya. Hal ini akan mempengaruhi kehandalan penerima dan menjadi faktor yang membatasi sinyal yang diterima. Oleh karena itu diperlukan penelitian tentang karakteristik noise tersebut untuk dapat merancang sistem penerima yang lebih handal dan tahan noise.

Sumber noise atmosfer yang dominan pada jalur gelombang ELF adalah radiasi dari kilatan petir (*lighting strokes*).⁵⁰⁾ Hal ini menyebabkan laju redaman yang cukup berarti pada komunikasi jarak jauh gelombang ELF. Pengaruh dari noise ini tidak hanya pada badai setempat (*local storm*) tetapi juga badai yang terjadi ribuan km

⁵⁰⁾ JE Evans & AS Griffiths (1974), Design of a Sanguine Noise Processor Based Upon World-Wide Extremely Low Frequency (ELF) Recordings, IEEE Trans. on Communications, Vol. COM-22, No. 4, hal. 528

Gambar 3.12⁶⁰

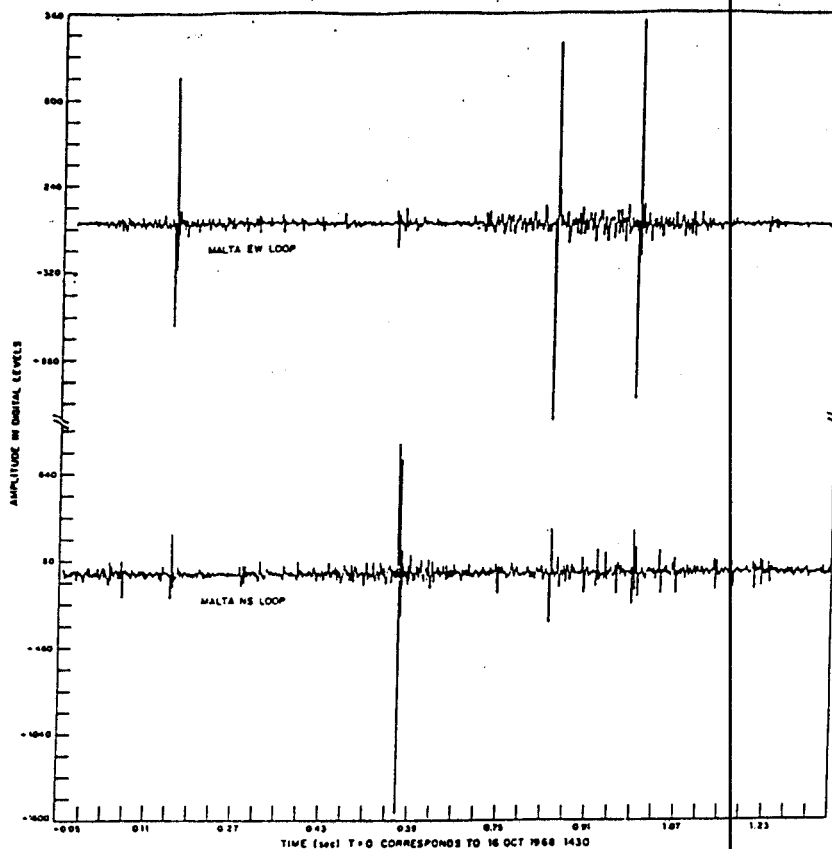
Rekaman noise ELF wide-band di Saipan

(a) level spektrum menengah

(b) level spektrum tinggi

dari penerima. Oleh karena itu aktivitas badai petir di seluruh dunia (*world-wide thunderstorm*) akan menimbulkan karakteristik noise ELF yang bervariasi pada setiap bagian di seluruh penjuru dunia. Hal ini dapat dilihat pada gambar 3.12 yang memperlihatkan hasil rekaman nise ELF pada jalur lebar (*wide-band*) di Saipan. Pada jalur lebar ini memuat beberapa frekuensi ELF dengan besaran amplitudo dalam digital level. Pada gambar tersebut untuk besaran satu unit digital level setara dengan 4×10^{-8} A/m. Untuk gambar 3.12(a) terlihat pengukuran pada level

⁶⁰ Ibid, hal. 529



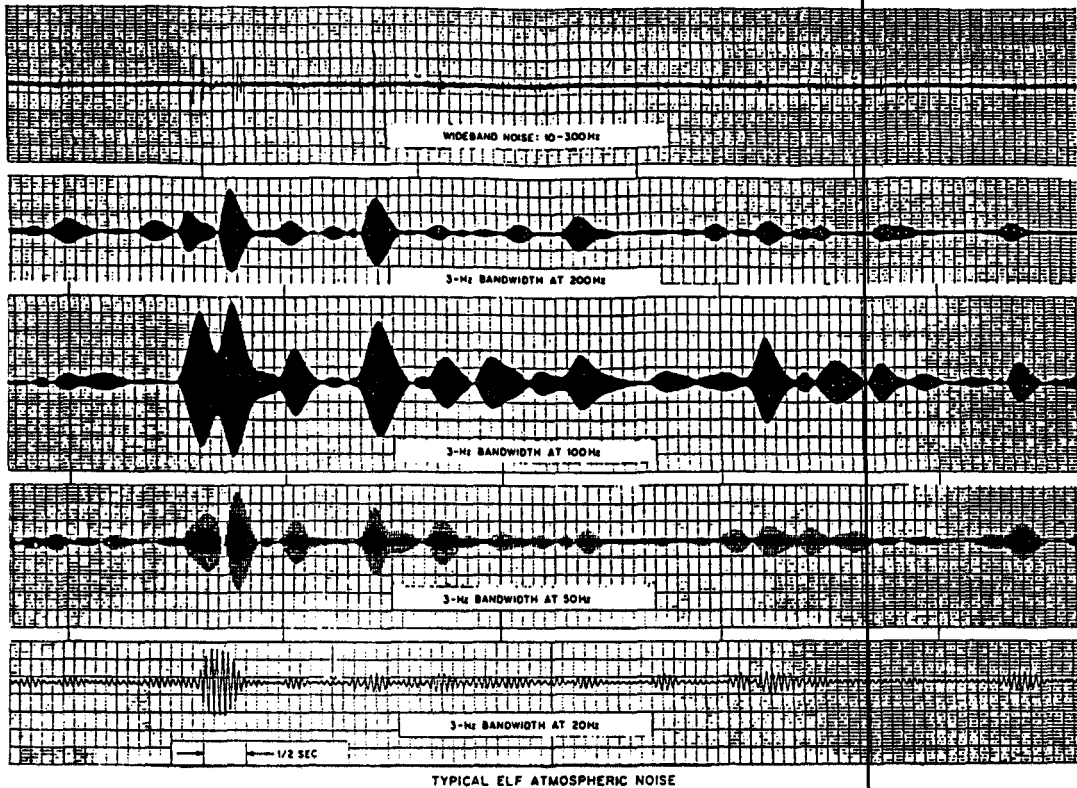
Gambar 3.13⁶⁴⁾

Rekaman noise ELF wide-band di Malta (Oktober 1968).

spektrum menengah di mana terlihat impuls noise ELF akibat kilatan petir dari seluruh penjuru dunia. Sedangkan pada gambar 3.12(b) terlihat pengukuran level spektrum tinggi di mana badai setempat terlihat dengan jelas dan beramplitudo yang sangat besar.

Pada tempat lain dapat kita perlihatkan pada gambar 3.13 yaitu rekaman noise ELF wide-band di Malta (Oktober 1968) dan gambar 3.14 yaitu rekaman noise ELF jalur lebar

⁶⁴⁾ Ibid. hal. 530



Gambar 3.14⁶²⁾

Rekaman noise ELF wide-band dan narrow-band di Florida
(Februari 1968).

(*wide-band*) dan jalur sempit (*narrow-band*) di Florida (Februari 1968). Pada jalur sempit dapat dilihat noise ELF pada beberapa frekuensi ELF seperti 200 Hz, 100 Hz, 50 Hz dan 20 Hz dengan bandwidth 3 Hz. Hal ini memperlihatkan noise ELF yang selalu berubah-ubah amplitudonya setiap waktu maupun untuk setiap frekuensinya.

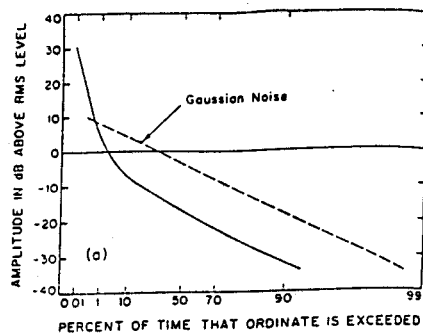
⁶²⁾ Ibid., hal. 531

Dari rekaman noise ELF di beberapa tempat penelitian tersebut, terlihat bentuk impuls (*spikeness*) yang hampir sama dan sifat dari bentuk impuls tersebut dapat dinyatakan dalam distribusi noise yang disebut non-Gaussian. Dalam gambar 3.15 berikut ini dapat dilihat distribusi probabilitas amplitudo noise ELF dari (a) level spektrum tinggi di Saipan, (b) level spektrum typical di Norwegia, dan (c) level spektrum menengah di Malta.

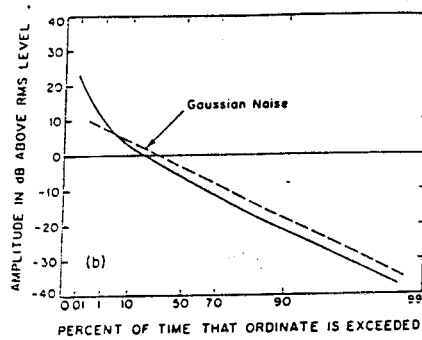
Umumnya pada penerima yang menggunakan proses linear akan mengatasi secara optimum pengaruh dari Gaussian noise. Sedangkan pada model distribusi noise ELF yang bersifat non-Gaussian maka pada sistem penerima ELF dirancang dengan proses non-linear. Prosesor sinyal non-linear disini akan memuat beberapa komponen seperti filter kompensasi, filter notch dari frekuensi interferensi buatan manusia (*manmade interference*) dan lainnya yang akan dibahas lebih mendalam pada bab berikut ini yaitu komponen-komponen dari sistem komunikasi ELF.

Juga adanya noise pada penerima yaitu thermal noise yang berasal dari total resistansi input dan panjang antena penerima.⁶⁹⁾ Oleh karena itu diperlukannya panjang antena yang optimal dan elektrode maupun konduktor yang baik sehingga thermal noise tersebut dapat ditekan.

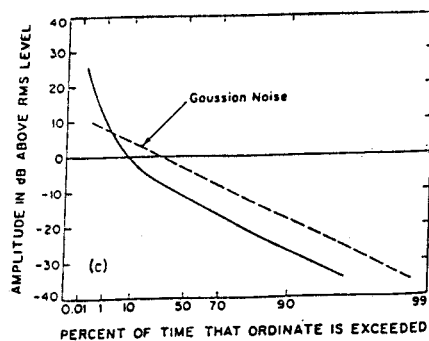
⁶⁹⁾ ML Burrows (1974), Motion-Induced Noise in Electrode-Pair Extremely Low Frequency (ELF) Receiving Antennas, IEEE Transactions on Communications Vol. COM-22, No. 4, hal. 540



(a)



(b)



(c)

Gambar 3.15⁶⁴⁾

Distribusi probabilitas amplitudo noise ELF dari

(a) Saipan

(b) Norwegia

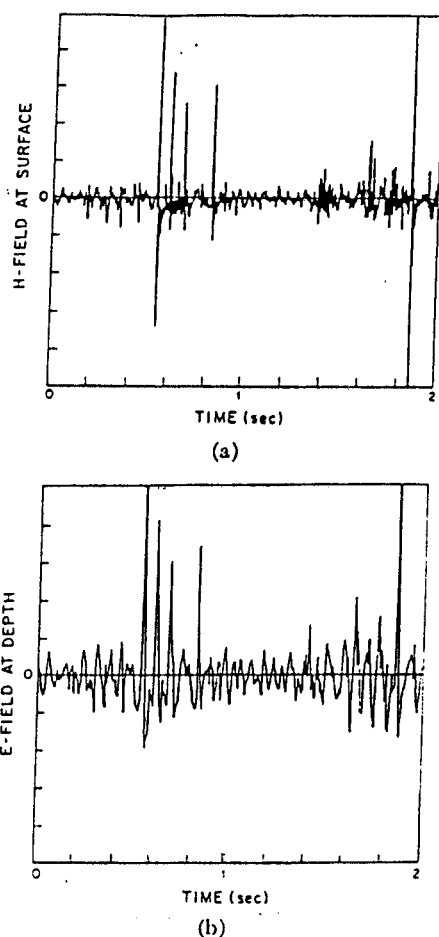
(c) Malta.

⁶⁴⁾ JE Evans & AS Griffiths (1974), op. cit., hal. 592

Oleh karena penerima ditempatkan pada kapal selam yang berada di lautan, maka noise gelombang ELF di lautan akan mengalami perubahan. Lautan akan berperilaku sebagai low-pass filter sehingga sinyal rekaman noise ELF akan lebih melebar (*smeared*) pada kedalaman tertentu.⁶⁵⁾ Sehingga terlihat amplitudo dari impuls berfrekuensi rendah, sedangkan impuls berfrekuensi tinggi teredam. Hal ini dapat dilihat pada gambar 3.16 berikut ini yaitu rekaman noise ELF pada (a) permukaan bumi dan (b) kedalaman laut 100 m. Dari masalah tersebut, penerima dengan proses non-linear akan memerlukan suatu komponen kompensasi terhadap kedalaman air laut yang bersifat low-pass filter, sehingga dari kompensasi tersebut noise yang terukur dapat menyerupai kembali seperti pada noise permukaan bumi dan output SNR (*Signal to Noise Ratio*) tidak akan berkurang.

Grafik level noise efektif sebagai fungsi dari kedalaman antenna yang diukur pada lokasi Saipan dengan panjang antenna 300 m dan konduktivitas air laut 4,6 U/m dapat dilihat pada gambar 3.17. Dari grafik tersebut terlihat untuk frekuensi 45 Hz pada kedalaman mulai 100 m terlihat peningkatan level noise efektif secara cepat. Demikian juga untuk frekuensi 75 Hz yaitu pada kedalaman mulai 75 m. Hal ini memperlihatkan perlunya kompensasi terhadap kedalaman antenna sekitar 75 sampai 100 m untuk

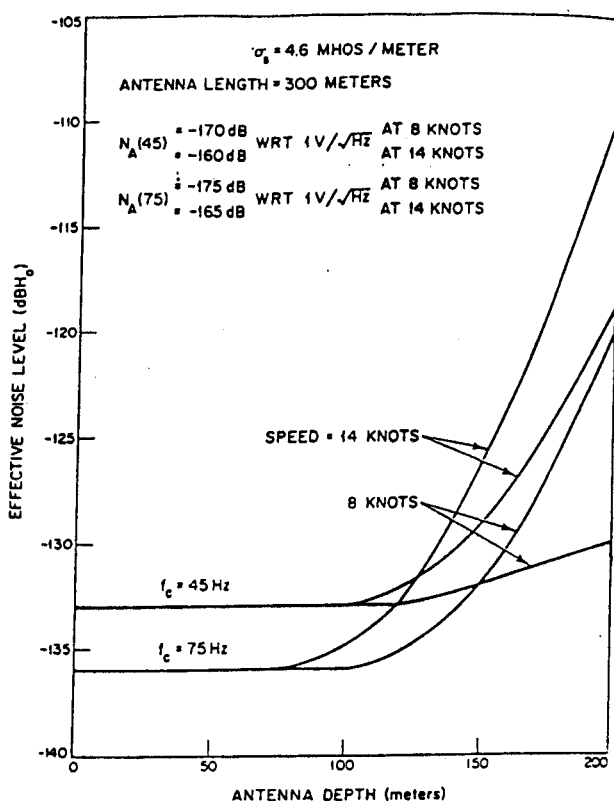
⁶⁵⁾ SL Bernstein, DA McNeill & I Richer (1974), op. cit., hal. 513



Gambar 3.16⁶⁶
 Rekaman noise ELF pada
 (a) permukaan bumi
 (b) kedalaman laut 100 m.

memperkuat frekuensi tinggi dari noise yang diterima sehingga dapat mengembalikan sinyal noise yang melebar (*smearred*) mendekati sinyal noise pada permukaan bumi. Pengembalian sinyal noise seperti pada permukaan bumi akan mempermudah perhitungan dan realisasi peralatannya.

⁶⁶ Ibid., hal. 519

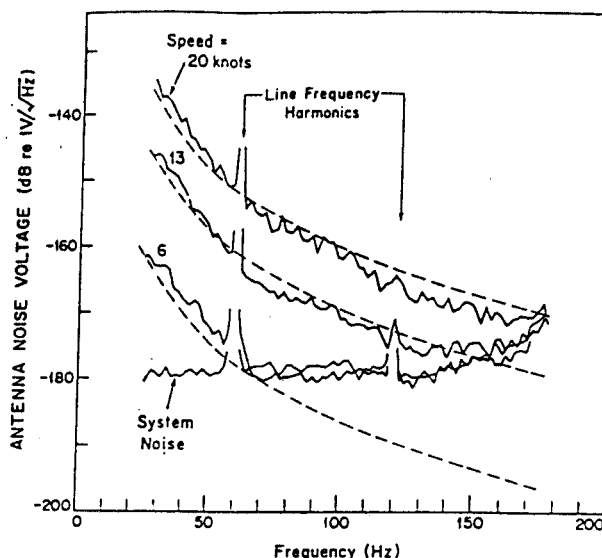
Gambar 3.17⁶⁷⁾

Level noise efektif sebagai fungsi dari kedalaman antenna penerima kapal selam di Saipan.

Terdapat juga noise akibat gerakan menarik antenna, kecepatan kapal selam, getaran dan gerakan antenna maupun kapal selam (*motion-induced noise*).⁶⁸⁾ Selain itu arus laut yang besar dan sifat elektrokimia yang terjadi karena perbedaan logam elemen lunas kapal selam yang bersentuhan dengan air laut akan menimbulkan interferensi. Hal ini dapat dilihat pada gambar 3.18

⁶⁷⁾ JE Evans & AS Griffiths (1974), op. cit., hal. 538

⁶⁸⁾ ML Burrows (1974), op. cit., hal. 540



Gambar 3.18⁶⁹⁾

Pengukuran spektrum noise pada antenna penerima sepanjang 300 m sebagai fungsi frekuensi.

berikut ini yaitu pengukuran spektrum noise pada antenna penerima sepanjang 300 m sebagai fungsi dari frekuensi. Oleh karena itu pada penerima non-linear juga diperlukan kompensasi terhadap kecepatan kapal selam sehingga karakteristik noise yang diproses akan lebih optimal. Terlihat juga noise dari radiasi tenaga listrik (*power line*) yang menyebabkan impuls yang besar pada frekuensi 60 Hz dan frekuensi harmonisanya. Dengan demikian pada penerima non-linear diperlukan suatu komponen filter notch pada frekuensi ini. Grafik tegangan noise antenna penerima pada gambar 3.18 terlihat semakin menurun dengan

⁶⁹⁾ Ibid, hal. 542

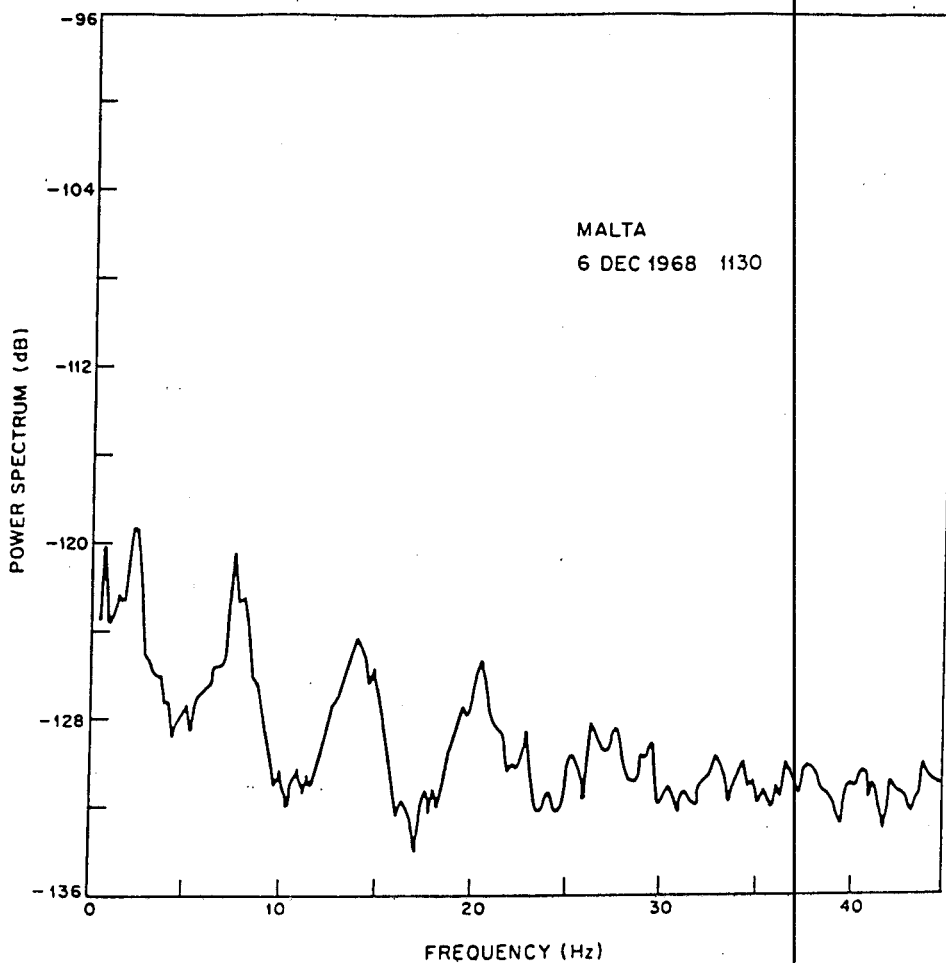
bertambah besarnya frekuensi. Demikian juga untuk kecepatan yang lebih rendah, grafik tegangan noise akan berkurang pada frekuensi yang sama. Sedangkan noise sistem yaitu noise keseluruhan baik noise thermal, noise elektrode, interferensi elektrokimia, dan lainnya, cenderung meningkat dengan bertambah besarnya frekuensi.

Beberapa cara untuk mengurangi noise dan interferensi di atas yaitu dengan rancangan elektrode yang baik, panjang antena yang optimal dan memperbesar diameter (*gauge*) dari konduktor antena.

III.5 Resonansi Schumann

Suatu fenomena dalam propagasi gelombang ELF yang dikenal banyak peneliti adalah resonansi Schumann (*Schumann resonances*). Fenomena ini pertama kali dinyatakan oleh W.O. Schumann tahun 1952 yang meneliti kemungkinan waveguide permukaan bumi-ionosfir dapat meresonansikan gelombang elektromagnetik.⁷⁰⁾ Dari beberapa peneliti lainnya pada waktu dan tempat yang berlainan, fenomena ini tetap terjadi. Fenomena ini memperlihatkan bahwa dari level noise yang terukur pada frekuensi di bawah 40 Hz terlihat puncak-puncak impuls noise yang terjadi pada suatu frekuensi tertentu beserta beberapa frekuensi resonansinya. Seperti yang terlihat pada gambar 3.19 berikut ini yaitu rekaman noise atmosfir level

⁷⁰⁾ ML Burrows (1978), op. cit., hal. 59

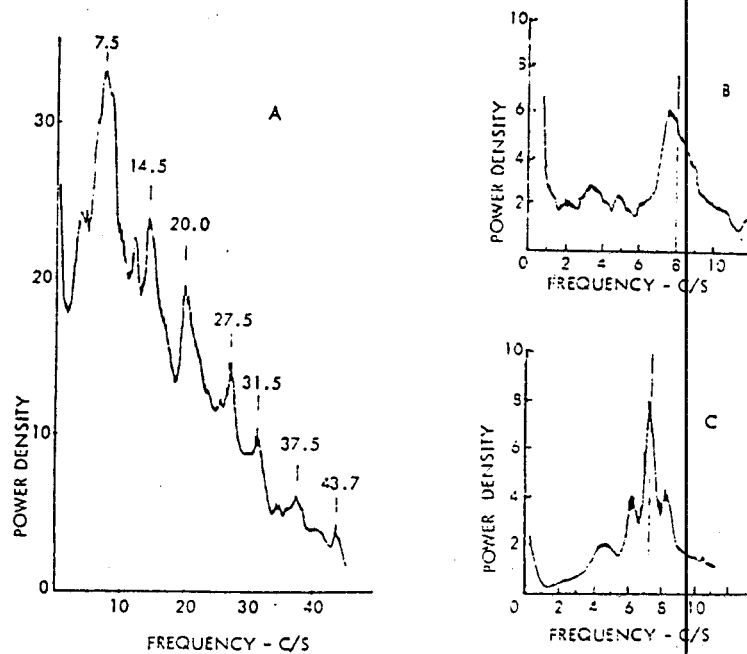


Gambar 3.19⁷¹⁾

Pengukuran noise level spektrum menengah di Malta.

spektrum menengah di Malta, di mana menunjukkan resonansi Schumann pada frekuensi 7, 14 dan 21 Hz. Pengukuran noise tersebut dilakukan oleh J.E. Evans dan A.S. Griffiths tahun 1968 di Malta. Contoh lainnya adalah pengukuran yang dilakukan oleh T.R. Larsen dan A. Egeland tahun 1968 di Swedia dapat dilihat pada gambar 3.20 berikut ini.

⁷¹⁾ JE Evans & AS Griffiths (1974), op. cit., hal. 594



Gambar 3.20⁷²⁾

Pengukuran noise level spektrum pendek di Swedia.

(a) Pengukuran awal

(b) Pengukuran 2 menit dari pengukuran awal

(c) Pengukuran 4 menit dari pengukuran awal

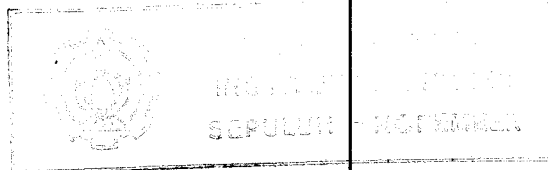
Pada gambar tersebut terlihat grafik A terdapat frekuensi resonansi Schumann pada 7,5; 14,5; 20,0; dan 27,5. Sedangkan pada grafik B dan C adalah pengukuran noise yang lain dengan selang waktu 2 menit di mana untuk memperjelas puncak impuls yang berkisar pada frekuensi 7 Hz.

Dari kedua penelitian ini jelas terlihat bahwa adanya fenomena resonansi pada noise atmosfer pada ruang

⁷²⁾ J. Galejs (1972), op. cit., hal. 265

antara permukaan bumi-ionosfir dan terjadi di seluruh dunia, meskipun besar kerapatan daya (*power density*) pada setiap pengukuran berbeda-beda. Pengukuran noise atmosfir tersebut dalam keadaan tanpa ada badai setempat (*local thunderstorm*) yang menyertainya. Oleh karena itu noise atmosfir yang diukur adalah badai petir di seluruh dunia (*world-wide*), di mana akan menimbulkan noise dasar (*background noise*) yang mengandung sifat resonansi Schumann.⁷³⁾

Dari pembahasan karakteristik propagasi di atas, kita telah mengetahui besarnya redaman atmosfir dan model noise non-Gaussian yang sangat mempengaruhi sistem komunikasi ELF. Hal ini membutuhkan penerima dengan proses non-linear untuk mengatasinya. Demikian juga komponen-komponen lainnya seperti pemancar, antena pemancar dan antena penerima membutuhkan rancangan yang optimal untuk mengatasi noise tersebut dan kendala yang lainnya. Oleh karena itu pada bab berikut ini akan dibahas komponen-komponen dari sistem komunikasi ELF tersebut untuk mendukung kehandalan sistem komunikasi ELF secara keseluruhan.



⁷³⁾ ML Burrows (1978), op. cit., hal. 60

BAB IV

KOMPONEN-KOMPONEN SISTEM KOMUNIKASI ELF

IV.1 Umum

Dalam bab ini akan kita bahas komponen-komponen sistem komunikasi ELF. Seperti pada blok diagram sistem komunikasi ELF (gambar 2.3), dapat kita sederhanakan menjadi beberapa bagian pokok yaitu sistem pemancar, sistem antena pemancar, sistem penerima dan sistem antena penerima. Pembahasan komponen-komponen tersebut lebih banyak diambil dari data-data penelitian dari proyek Sanguine.

Salah satu komponen sistem komunikasi yaitu data input, encoding, modulation dan transmitter RF amplifier dapat kita masukkan dalam sub-bab sistem pemancar. Pembahasan yang akan dilakukan adalah proses pengolahan sinyal input digital dengan error control coding yaitu binary convolution encoder. Kemudian dimodulasi dengan mode FSK (*Frequency Shift Keying*) dan dipancarkan melalui transmitter RF amplifier.

Pembahasan tentang sistem antena pemancar dapat dilihat pada sub-bab berikutnya. Antena pemancar yang berupa antena Beverage yaitu antena kawat horisontal dengan kedua ujungnya ditanahkan (*grounded*) mempunyai permasalahan tertentu dalam bentuknya yang panjang dan distribusi arus yang mengalir pada antena tersebut.

Pembahasan selanjutnya adalah sistem penerima yang mencakup receiver RF amplifier, demodulation, decoding dan data output. Sebuah sistem penerima eksperimental pada proyek Sanguine beserta blok diagramnya akan dibahas secara umum. Dalam sistem penerima terdapat filter noise serta filter kompensasi terhadap kecepatan dan kedalaman kapal selam di laut, untuk memperoleh sinyal yang layak bagi sequential decoder sehingga didapatkan data output yang diharapkan.

Sistem antena penerima yang ditarik oleh kapal selam pada proyek Sanguine ini mempunyai masalah terhadap sifat korosi oleh air laut dan pemakaian elektrode yang cocok pada kondisi tersebut.

IV.2 Sistem Pemancar

Dalam sistem pemancar pada proyek Sanguine terdapat pentingnya penelitian tentang pengkodean (*coding*) dan modulasi yang tepat sehingga didapatkan sistem yang seefisien mungkin.⁷⁴⁾ Beberapa teknik pengkodean dan modulasi yang dipilih untuk mendapatkan SNR (*signal to noise ratio*) sekecil mungkin tanpa kehilangan kehandalan sinyal informasi yang diterima. Penghematan 1 dB dari SNR sinyal yang diterima akan memperkecil sekitar 20 persen daya pancar dari pemancar dan biaya sistem secara keseluruhan (*system costs*).

⁷⁴⁾ SL Bernstein, DA McNeill & I Richer (1974), op. cit., hal. 500

Hubungan dasar yang menentukan dalam karakteristik penerima dapat dirumuskan sebagai berikut :⁷⁵⁾

$$\left[\frac{P_r}{N_{eff}} \right]_{req} = R \left[\frac{E_b}{N_{eff}} \right]_{req} \quad (4.1)$$

di mana $(P_r/N_{eff})_{req}$ adalah perbandingan daya sinyal dengan kerapatan noise efektif yang dibutuhkan, R adalah laju data dalam bit per detik, dan $(E_b/N_{eff})_{req}$ adalah perbandingan energi per bit dengan kerapatan noise efektif yang dibutuhkan. Kerapatan noise efektif tersebut berupa noise ELF yang bersifat non-Gaussian pada penerima non-linear. Sedangkan $(E_b/N_{eff})_{req}$ ditentukan oleh teknik modulasi/coding/decoding yang dipakai dan diharapkan seefisien mungkin. Dari perbandingan tersebut akan menunjukkan seberapa baik penerima memanfaatkan energi sinyal yang didapatkan.

Efisiensi yang paling besar adalah dengan mentransmisikan data dalam bentuk blok. Bila 1 bit data kita transmisikan dengan satu dari dua bentuk gelombang dalam $1/R$ detik, maka untuk 1 blok data dengan B bit di mana datanya ditentukan sebanyak 2^B sinyal, kita mentransmisikan dalam B/R detik. Sebagai contoh, jika terdapat suatu pesan dengan 50 bit data (mungkin berisi 10 karakter huruf), dengan probabilitas kesalahan paling sedikit 1 bit yang salah, maka untuk pensinyalan

⁷⁵⁾ Ibid, hal. 500

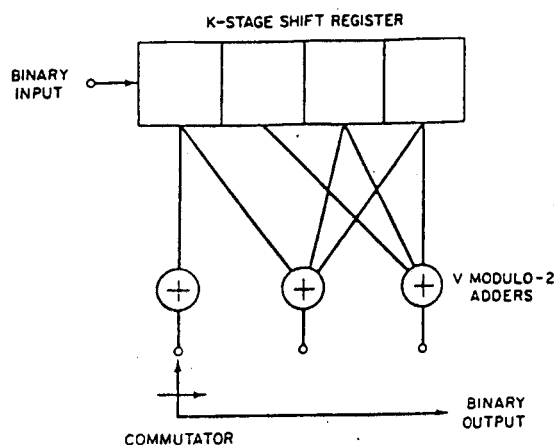
bit-by-bit adalah :⁷⁰

$$P(E; \text{bit-by-bit}) = 1 - (1-A)^{50} \quad (4.2)$$

di mana A adalah probabilitas individual bit yang mengalami kesalahan. Bila laju kesalahan (error rate) tidak lebih dari 10^{-6} , maka A setidaknya harus kurang dari 2×10^{-8} , sehingga harga yang dibutuhkan untuk $(E_b/N_{eff})_{req}$ adalah 12 dB. Sedangkan bila mentransmisikan satu bit dari 2^{50} ($\approx 10^{15}$) dalam sinyal orthogonal, maka harga yang dibutuhkan untuk $(E_b/N_{eff})_{req}$ adalah kurang dari 3 dB. Jadi dengan semakin panjangnya blok, efisiensi relatif dari pengkodean blok akan meningkat. Untuk pensinyalan dengan bit-by-bit akan meningkatkan SNR tiap individual bitnya, sedangkan pada blok-orthogonal akan mengurangi SNR sampai mendekati $\ln 2$, atau -1,6 dB dalam kapasitas kanal yang sama.

Permasalahan dalam teknik pengkodean blok adalah dibutuhkannya bandwidth yang besar dan penerima yang sangat kompleks. Umumnya sinyal orthogonal besarnya $2TW$, di mana T adalah durasi waktu, dan W adalah bandwidth yang setara dengan $R2^{B-1}/B$ Hz. Oleh karena itu perlu dipilih teknik pengkodean dan modulasi yang efisien dengan penekanan bandwidth dan kompleksitas penerima yang optimal.

⁷⁰ Ibid, hal. 500

Gambar 4.1⁷⁷⁾

Binary convolutional encoder dengan $K=4$ dan $V=3$.

Setiap bit informasi akan digeser (*shifted*) dari sebelah kiri, sedangkan bit-bit parity V dibangkitkan dari bit-bit K dalam shift register. Oleh karena itu setiap bit informasi mempengaruhi sebanyak KV bit parity dan bersifat sama dengan kode-kode blok berukuran K yang diharapkan. Kode tersebut mempunyai laju $1/V$ bit informasi per bit parity. Setiap bit parity ditransmisikan dengan mengirimkan sebuah bentuk gelombang kanal (*channel waveform*) atau harga negatifnya tergantung dari bit parity tersebut 1 atau 0. Urutan pengkodean ini dapat digambarkan dalam diagram pohon. Seperti pada gambar 4.2 yaitu diagram pohon kode untuk binary convolutional encoder dengan jalur bergaris putus-putus

⁷⁷⁾ Ibid., hal. 500

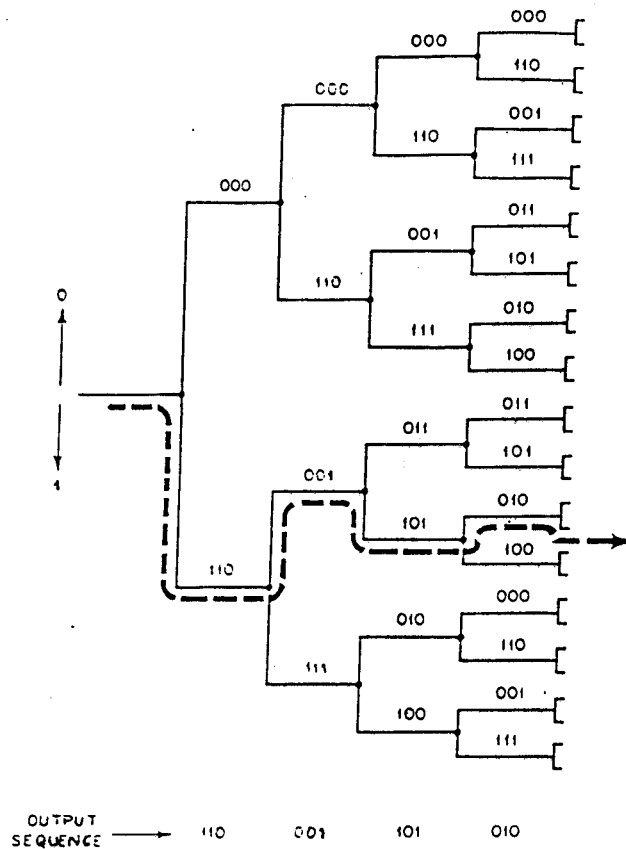
Gambar 4.2⁷⁸⁾

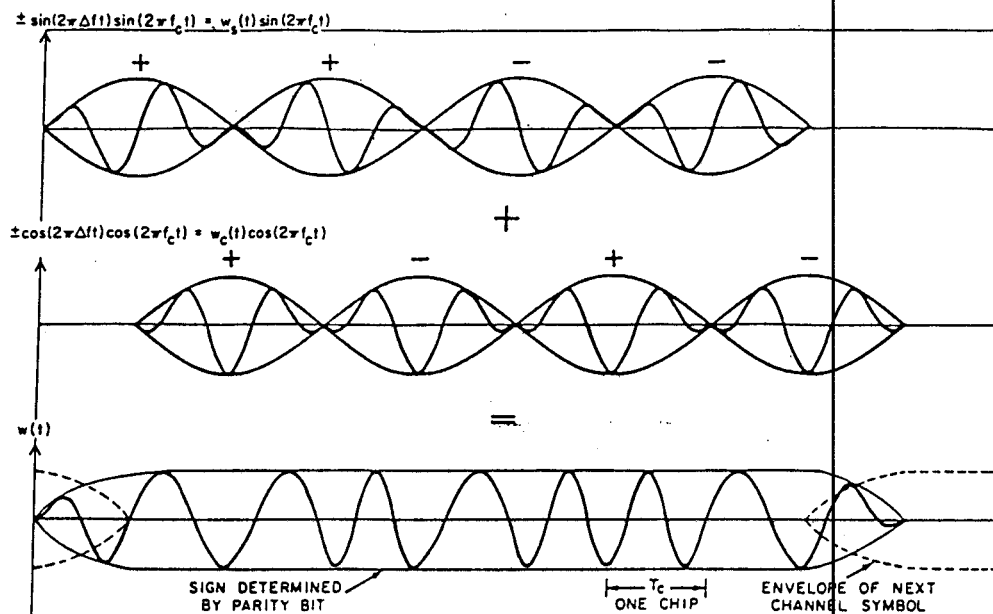
Diagram pohon kode untuk binary convolutional encoder dengan rangkaian input 1010....

untuk rangkaian bit informasi 1010..., di mana menghasilkan rangkaian bit output 110001101010.... Untuk rangkaian informasi dengan B bit, maka akan ada 2^B jalur yang melalui diagram pohon kode. Pada decoder penerima prosesnya sama dengan menelusuri diagram pohon kode

⁷⁸⁾ Ibid., hal. 510

tersebut yaitu simbol-simbol kanal (*channel symbols*) yang diterima diubah kembali seperti pesan yang dikirimkan.

Sistem komunikasi ELF mempunyai kecepatan transmisi data yang rendah sehingga memilih proses modulasi FSK (*frequency shift keying*). Lebih tepatnya adalah modulasi FSK untuk data biner dengan teknik penyebaran (*spreading*) bandwidth sinyal yang dipancarkan atau yang biasa disebut dengan binary minimum shift keying (MSK). Bila ditentukan bentuk gelombang $w(t) = \pm \cos 2\pi[f_c \pm \Delta f]t$, di mana f_c adalah frekuensi pembawa dan Δf adalah frekuensi offset yang mana dalam waktu $nT_c \leq t < (n+1)T_c$, dan $n = 0, 1, 2, \dots$, dengan tanda bilangan dari frekuensi offset yang dipilih secara acak + atau -. Sedangkan $(1/T_c)$ Hz adalah laju maksimum pada saat frekuensi dapat diubah (*switched*). Bentuk gelombang dalam setiap interval T_c disebut sebuah *chip* dan berisi sebuah gelombang sinus dari suatu frekuensi konstan. Jika $f_c = 1/4T_c$ Hz di mana l = bilangan integer, dan $\Delta f = 1/4T_c$ Hz maka dengan tanda di depan persamaan dipilih dengan tepat, $w(t)$ tidak akan bersifat diskontinuitas. Ketika harga l ganjil, frekuensi berubah pada puncak (*peak*) atau pada nol (*zero*), bila harga l genap, frekuensi berubah pada puncak dan nol secara bergantian (*alternately*). Bentuk gelombang termodulasi pada interval ini disebut sebagai sebuah simbol kanal (*channel symbol*). Hal ini secara jelas terlihat pada contoh gambar 4.3 untuk 8 chip per simbol kanal dan $l = 4$.

Gambar 4.3⁷⁹⁾

Konstruksi dari simbol kanal tunggal ($L = 4$).

Bentuk gelombang $w(t)$ dijabarkan dalam bentuk quadrature yaitu :

$$\begin{aligned}
 w(t) &= \pm [\cos(2\pi\Delta f) \cos(2\pi f_c t) \mp \sin(2\pi\Delta f) \sin(2\pi f_c t)] \\
 &= w_c(t) \cos(2\pi f_c t) + w_s(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (4.3)
 \end{aligned}$$

di mana $w_c(t)$ dan $w_s(t)$ adalah deretan pulsa dengan sinusoidal envelopes, $\cos(2\pi\Delta f)$ dan $\sin(2\pi\Delta f)$. Dari contoh di atas urutan input $[+++--+-]$ dipecah kedalam $[++--]$ memodulasi $w_c(t)$ dan $[+-+]$ memodulasi $w_s(t)$. Frekuensi setiap chip bergantung pada perintah kedua keystream tersebut, di mana berubah menjadi frekuensi

⁷⁹⁾ Ibid, hal. 511.

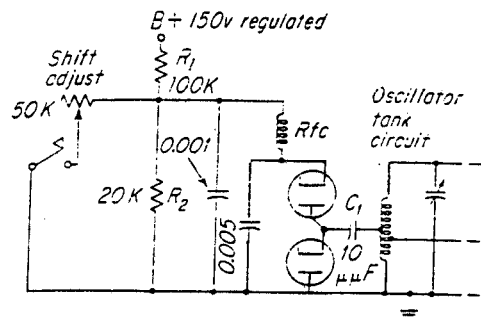
atas (*upper frequency*) bila perintah-perintahnya mempunyai tanda yang berbeda dan menjadi frekuensi bawah (*lower frequency*) bila mempunyai tanda yang sama. Modulasi frekuensi yang dihasilkan adalah $[-+--+]$ dalam 7 chip dari simbol kanal. Frekuensi dari setiap chip terakhir sebenarnya ditentukan oleh simbol kanal yang mendahuluinya (*preceding*) dan yang mengikutinya (*following*), jadi kontinuitas fase dipertahankan tanpa mengenal penekanan bentuk gelombang dari simbol kanal yang satu ke simbol kanal yang lainnya. (Hal ini dapat dilihat bahwa bagian yang mengalami overlapping pada tiap bagian akhir dari simbol kanal adalah orthogonal, oleh karena itu hal ini tidak menyebabkan interferensi intersymbol ketika fase telah diketahui). Modulasi informasi ini seperti bit parity yang akan dipancarkan, ditentukan oleh tanda bilangan dari simbol kanal secara keseluruhan. Ini dapat dilihat pada gambar bahwa kontinuitas selalu dipertahankan sewaktu pembalikan tanda bilangan hanya dapat terjadi pada nol (*zero*) dari $w(t)$ atau $w(t)$. Karena tanda bilangan dari frekuensi offset adalah acak (*pseudorandom*) dan hanya diketahui pada pemancar dan penerima, $w(t)$ akan susah sekali untuk diganggu (*jam*) atau ditiru (*imitate*) karena pergantian bentuk gelombang secara konstan digunakan untuk mewakili sebuah bit parity.

Sebagai tambahan, ini dapat diperlihatkan bahwa beberapa kerugian SNR seperti distorsi akibat

karakteristik bandpass dari pemancar dapat diabaikan ketika 3 dB bandwidth pemancar adalah lebih besar atau sama dengan 3 dB bandwidth dari $w(t)$. Oleh karena ini keuntungan penuh dapat diambil dari bandwidth antenna yang telah ada.

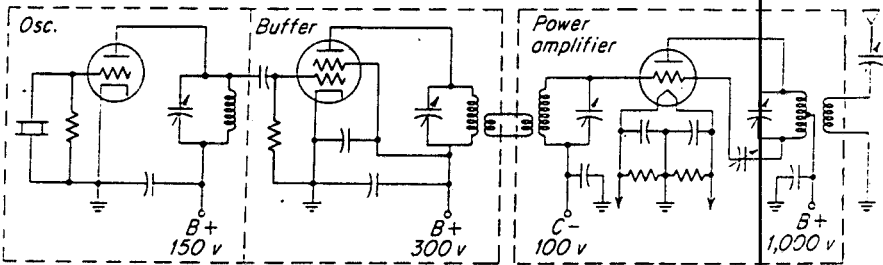
Untuk RF amplifier yang memperkuat sinyal hasil modulasi tersebut, dalam proyek Sanguine mempergunakan shaker-table amplifier yang berkekuatan 120 kW yang dikemudikan oleh unit modulator pengunci spesial (*special keyer-modulator unit*) yang beroperasi pada frekuensi antara 4 sampai 500 Hz.

Pada umumnya unit penguat sinyal RF pada pemancar adalah sama. Seperti pada modulator FSK pada gambar 4.4 dengan teknik penggunaan tegangan bias dioda untuk menggeser frekuensi pada rangkaian oscillator. Metode yang lain juga dapat diterapkan yaitu dengan menggunakan rangkaian modulator tabung-reaktansi (*reactance-tube modulator circuit*), atau sebuah dioda variabel-tegangan (*voltage-variable diode*) yang melalui rangkaian oscillator. Rangkaian oscillator adalah rangkaian pembangkit gelombang RF dengan frekuensi tertentu sesuai dengan rancangan yang diinginkan. Setelah rangkaian oscillator umumnya terdapat rangkaian buffer yaitu rangkaian penyangga atau rangkaian penguat awal sebelum mencapai penguat akhir yaitu power amplifier. Pada gambar 4.5 dapat dilihat sebuah oscillator kristal, tetrode buffer dan triode power amplifier.



Gambar 4.4⁸⁰⁾

Modulator FSK dengan teknik bias dioda.



Gambar 4.5⁸¹⁾

Rangkaian pemancar dengan kristal oscillator, tetrode buffer, dan triode power amplifier.

⁸⁰⁾ RL Shrader (1967), Electronic Communication, McGraw-Hill Inc, hal. 317

⁸¹⁾ Ibid, hal. 318

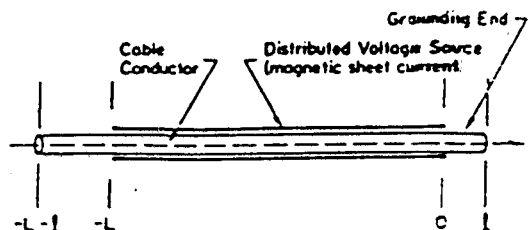
IV.3 Sistem Antena Pemancar

Antena pemancar merupakan komponen pengubah (*transformer*) yaitu dari mode saluran transmisi (*transmisi-line mode*) ke bentuk mode teradiasi (*radiating mode*). Pada proyek Sanguine telah dipilih bentuk antena pemancar yaitu antena kawat horisontal (HWA atau antena Beverage) seperti yang terlihat pada gambar 2.13. Antena tersebut dipilih karena mudah direalisasikan dan ekonomis. Meskipun efisiensinya sangat kecil karena banyaknya daya yang berubah menjadi energi panas pada kedua ujungnya yang ditanahkan, antena tersebut sangat baik dalam pengarahannya pola radiasinya. Daya yang hilang (*dissipation power*) tersebut dapat dikurangi dengan cara mengatur distribusi arus yang keluar dari ujung-ujung antena ini. Dengan memperkecil arus bocor yang masuk ke dalam tanah diharapkan dapat memperkecil daya yang hilang tersebut.

Adanya pengaruh panjang elektrode yang ditanam dalam tanah terhadap pendistribusian arus antena, akan membuat kita berupaya mendapatkan panjang antena yang optimal. Dengan sistem koordinat yang terlihat pada gambar 4.6, maka elektrode tersebut mempunyai persamaan medan listrik E sebagai berikut :⁸²⁾

$$E = IZ_0 = \sigma\mu \left[\frac{\partial^2 A}{\partial z^2} + k^2 A \right] \quad (4.4)$$

⁸²⁾ ML Burrows (1974a), Bared-End Ground for an Insulated Buried Antena Cable, IEEE Trans. on Communications, Vol. COM-22, No. 4, hal. 407

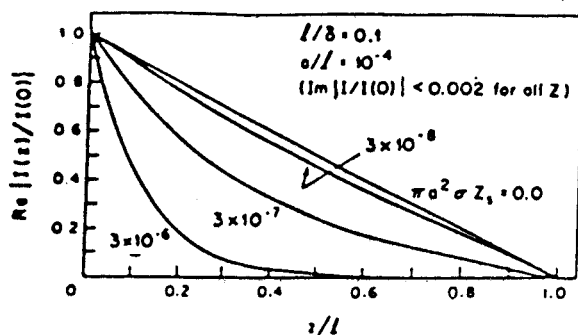
Gambar 4.6⁸⁹⁾

Model matematika elektrode dan sistem koordinatnya.

Persamaan tersebut berlaku sepanjang $0 \leq z \leq 1$. A adalah vektor potensial magnetik, I adalah arus antenna, Z_0 adalah impedansi per unit panjang dari konduktor antenna, σ adalah konduktivitas listrik dari media tanah, dan μ adalah permeabilitas magnetik dan $k^2 = -i\omega\sigma\mu$.

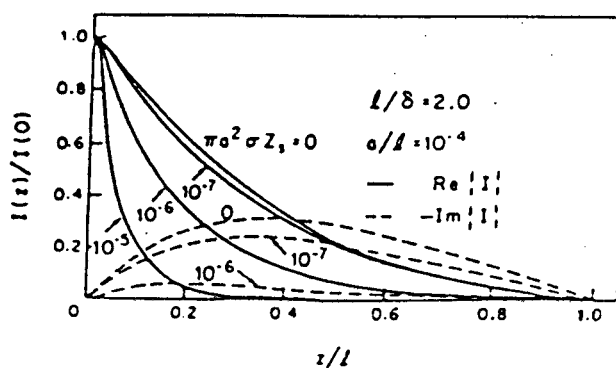
Kita akan melihat distribusi arus pada keadaan panjang elektrode lebih kecil dari kedalaman kulit (*skin depth*) dan pada keadaan panjang elektrode lebih panjang dari kedalaman kulitnya. Pada gambar 4.7 terlihat distribusi arus dengan panjang elektrode 0,1 dari kedalaman kulit dan terdapat beberapa grafiknya dari asumsi Z_0 bernilai nol (impedansi konduktor sempurna) sampai beberapa harga di atasnya. Sedangkan pada gambar 4.8 terlihat beberapa grafik distribusi arus di mana perbandingan jari-jari konduktor a , dan panjang elektrode l , adalah tetap sebesar 10^{-4} , akan tetapi panjang

⁸⁹⁾ Ibid, hal. 405

Gambar 4.7⁸⁴⁾

Grafik distribusi arus pada elektrode dengan keadaan

$$l/\delta = 0,1 \text{ dan } a/l = 10^{-4}.$$

Gambar 4.8⁸⁵⁾

Grafik distribusi arus pada elektrode dengan keadaan

$$l/\delta = 2,0 \text{ dan } a/l = 10^{-4}.$$

⁸⁴⁾ Ibid, hal. 406

⁸⁵⁾ Ibid, hal 406

elektrode tersebut lebih panjang 2 kali dari kedalaman kulitnya. Terlihat grafiknya lebih tajam penurunannya dibandingkan pada gambar 4.7. Dari hasil tersebut dapat ditarik kesimpulan bahwa panjang optimum yang diharapkan adalah tidak melebihi besar kedalaman kulit dan bila impedansi konduktor per satuan panjang masih terlalu besar maka panjang elektrode dapat diperpendek lagi.

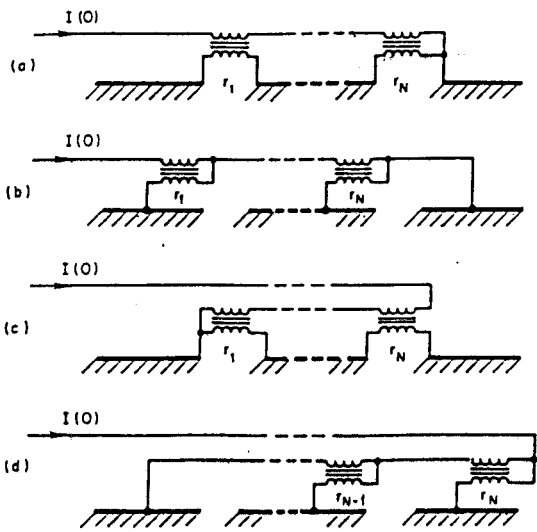
Selain dengan mengoptimumkan panjang elektrode ada cara lain untuk lebih memperkecil daya yang hilang tersebut, yaitu dengan menggunakan transformator arus untuk mengatur laju arus yang masuk dalam tanah.⁸⁰ Transformator tersebut diletakkan pada jarak interval yang tetap dan konduktor antena yang berisolasi ini dihubungkan dengan lilitan primer transformator, sedangkan konduktor pentanahan (*grounding conductor*) dihubungkan dengan lilitan sekunder transformator. Konduktor antena dan konduktor pentanahan diletakkan bersebelahan. Dengan distribusi arus yang optimum inilah diharapkan hasil penjumlahan distribusi arus dari transformator dapat memperkecil daya yang hilang (disipasi daya). Ada empat macam konfigurasi transformator tersebut, dan hal ini dapat dilihat pada gambar 4.9 berikut ini. Dari keempat konfigurasi transformator tersebut didapatkan juga persamaan

⁸⁰ ML Burrows (1974b), Optimizing the Current Distribution in a Buried Linear Antenna, IEEE Trans. on Comm., Vol. COM-22, No. 4, hal. 410

Tabel 4.1⁸⁷⁾

Perbandingan gulungan (m) dan nilai volt-ampere ($|VA|_n$) dari transformator (gambar 4.9).

Tipe	m	$ VA _n$	
a	$\frac{I(0)}{I(0)-I(z_n)}$	$ \{ I(0)-I(z_n) \} E(z_n) s$	
b	$\frac{I(z_n)}{I'(z_n)}$	$\frac{I'(z_n) s}{I(z_n)} \left \int_{z_n}^l E(z) I(z) dz \right $	
c	$\frac{I(0)}{I(z_n)}$	$ I(z_n) E(z_n) s$	
d	$\frac{I(0)-I(z_n)}{I'(z_n) s}$	$\frac{I'(z_n) s}{I(0)-I(z_n)} \left \int_0^{z_n} E(z) \{ I(0)-I(z_n) \} dz \right $	



Gambar 4.9⁸⁸⁾

Empat macam konfigurasi transformator pada ujung konduktor antenna dan konduktor pentanahan.

⁸⁷⁾ Ibid, hal. 411

⁸⁸⁾ Ibid, hal. 411

perbandingan gulungan transformator (m) dan nilai volt-ampere transformator ($|VA|_n$) yang berbeda pula. Hal ini dapat dilihat pada tabel 4.1.

Jarak yang memisahkan antara dua konduktor adalah serba sama sebesar s . Perbandingan gulungan tersebut dapat diterangkan sebagai berikut, jumlah gulungan pada konduktor pentanahan adalah m kali dari jumlah gulungan pada konduktor antena. Transformator dihitung mulai dari 1 sampai N , dan letaknya dari tengah antena ke salah satu arah yaitu kiri atau kanan, z_n ($n = 1, 2, \dots, N$). Persamaan $I'(z_n)$ adalah sama dengan $dI(z)/dz$ di mana $z = z_n$. Resistansi per satuan panjang dari konduktor pentanahan dan jarak s sebaiknya dibuat sekecil mungkin, sehingga didapatkan arus distribusi yang berinterpolasi linier (*linear interpolation*) di antara kedua titik catu arus pemancar. Impedansi sekunder yang tinggi dari transformator yang dihubungkan dengan daerah pentanahan, sangat efektif mencegah terjadinya aliran arus secara langsung ke konduktor pentanahan.

Arus antena I yang diasumsikan mengalir pada arah z dalam sistem koordinat silinder, menghasilkan vektor potensial magnetik A yaitu :⁸⁹⁾

$$A_z(\rho, z) = \frac{\mu_0}{4\pi} \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\exp(ikR)}{R} I(z') dz' \quad (4.5)$$

⁸⁹⁾ Ibid, hal. 400

di mana $R = [\rho^2 + (z-z')^2]^{1/2}$, $k = [i\omega\sigma\mu_0]^{1/2}$, dan ω , σ , μ_0 adalah frekuensi radian, konduktivitas medium dan permeabilitas magnetik. Sedangkan medan listrik E_z berkomponen z dinyatakan sebagai $i\omega(Az'' + k^2 Az)/k^2$, dan dapat dijabarkan kembali yaitu :

$$E_z(\rho, z) \approx -[\alpha I(z) - \beta I''(z)] \quad (4.6)$$

$$\text{di mana } \alpha = \frac{\omega\mu_0}{8} \left[1 - i\frac{4}{\pi} \left[\ln \frac{\delta}{\rho} - 0,231 \right] \right]$$

$$\beta = i\frac{\delta^2}{2} \alpha \quad \text{dan} \quad \delta = \sqrt{2}/|k|$$

Dari sini kita dapatkan harga total disipasi daya yaitu :

$$P_d = - \int_{-\infty}^{\infty} \text{Re} \{ I(z) E_z^*(a, z) \} dz \quad (4.7)$$

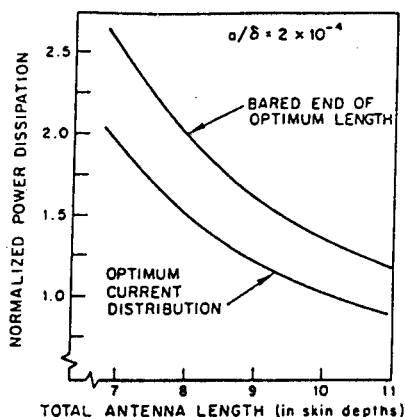
di mana tanda bintang menyatakan sebagai complex conjugate dari $E_z(a, z)$ dan harga α dan β memakai $\rho = a$ yaitu jari-jari konduktor antenna. Untuk mengoptimumkan distribusi arus, P_d diusahakan sekecil mungkin dibandingkan dengan daya pancarnya. Maka momen arus M yang dihasilkan pada kondisi ini adalah :

$$M = \int_{-\infty}^{\infty} I(z) dz \quad (4.8)$$

sedangkan $I(z)$ dapat dijabarkan sebagai :

$$I(z) = \frac{\cosh \gamma l - \cosh \gamma z}{\cosh \gamma l - 1} \quad (4.9)$$

di mana $\gamma = (\alpha r / \beta r)^{1/2}$, $\alpha r = \text{Re} \{ \alpha \}$, $\beta r = \text{Re} \{ \beta \}$, dan l adalah setengah panjang antenna, sehingga $z = \pm l$.

Gambar 4.10⁹⁰⁾

Grafik disipasi daya ternormalisasi sebagai fungsi dari panjang antenna total.

Jadi dari perbandingan P_d dengan $|M|^2$, dapat disejajarkan sebagai perbandingan disipasi daya dengan daya pancarnya.

$$\frac{P_d}{|M|^2} = \frac{\alpha r}{2l} \frac{1}{1 - (\tanh \gamma l)/\gamma l} \quad (4.10)$$

Dari persamaan ini dapat kita bandingkan antara disipasi daya ternormalisasi ($P_d/|M|^2$) dari panjang elektrode yang optimum dengan distribusi arus optimum yang menggunakan transformator, di mana dihitung sebagai fungsi dari panjang total antenna. Grafik dari keadaan tersebut dapat dilihat pada gambar 4.10. Terlihat pada gambar tersebut untuk panjang antenna total 10 δ maka pada grafik panjang antenna optimum didapatkan $P_d/|M|^2 = 1.3$ sedangkan pada

⁹⁰⁾ Ibid, hal. 410

grafik distribusi arus optimum didapatkan $R_a/|M|^2 = 1,0$. Jadi terlihat pada distribusi arus optimum dengan menggunakan transformator lebih memperkecil disipasi daya lebih kurang 30 persen dibandingkan dengan perhitungan memakai panjang elektrode optimum.

Pada persamaan 4.4 terdapat harga impedansi per unit panjang dari konduktor antena (Z_a) yang sangat mempengaruhi distribusi arus pada elektrode. Harga impedansi ini terdiri dari induktansi dan resistansi secara seri. Bila kita asumsikan harga induktansinya diabaikan dan $L \gg \delta_e$, maka harga resistansinya yaitu :⁹⁴⁾

$$R_a = \frac{2\pi f_c \mu_o L}{8} \quad (4.11)$$

di mana R_a : resistansi antena pemancar Beverage (Ω);

L : panjang antena pemancar Beverage (m);

δ_e : kedalaman kulit [persamaan 2.1] (m);

μ_o : permeabilitas ruang hampa = $4\pi \times 10^{-7}$ H/m.

Sedangkan untuk daya pancar (*power radiated*) dari antena pemancar tersebut adalah :

$$\begin{aligned} P_{rad} &= \frac{1}{2} \left(\frac{\epsilon_o}{\mu_o} \right)^{1/2} h_a \sin \frac{d}{a} \int_0^{2\pi} |E_z|^2 d\theta \\ &= \frac{1}{h_o} \left(\frac{\pi f_c |I| L}{2c} \right)^2 \end{aligned} \quad (4.12)$$

Dari persamaan $P_{rad} = \frac{1}{2} |I|^2 R_{rad}$, maka resistansi radiasi mempunyai persamaan sebagai berikut :

⁹⁴⁾ HE Rowe (1974), op. cit., hal. 372

$$R_{\text{rad}} = \frac{2}{h\omega_e} \left(\frac{\pi f_c L a}{2c} \right)^2 \quad (4.13)$$

di mana R_{rad} : daya radiasi antenna pemancar (W);

R_{rad} : resistansi radiasi antenna pemancar (Ω);

I : arus antenna pemancar (A);

E_z : medan E vertikal [persamaan 3.11] (V/m);

ϵ_0 : permitivitas ruang hampa = $10^{-9}/36\pi$ F/m;

h : ketinggian efektif ionosfir (m);

a : jari-jari bumi = $6,371 \times 10^6$ m;

d : jarak penerima dari pemancar (m);

θ : sudut antara garis pemancar-penerima dan garis arah pola radiasi antenna;

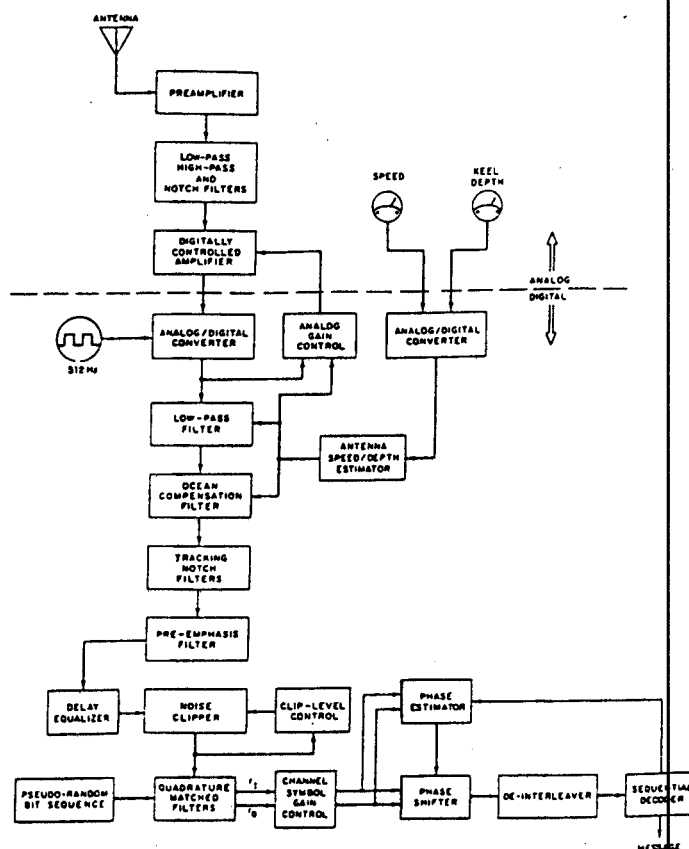
c : kecepatan cahaya $\approx 3 \times 10^8$ m/s;

ω_e : konduktivitas tanah (U/m).

Persamaan-persamaan di atas sangat diperlukan dalam perhitungan daya pancar pemancar yang dibutuhkan dan pembahasan serta penerapannya lebih lanjut akan diperoleh pada bab aplikasi (bab V).

IV.4 Sistem Penerima

Dari penerima eksperimental pada proyek Sanguine kita akan membahas komponen-komponen yang mendukung dalam sistem penerima tersebut. Pada gambar 4.11 dapat dilihat blok diagram penerima eksperimental tersebut. Terdapat dua bagian yang terpisah dalam sistem penerima ini yaitu bagian dengan teknik analog dan bagian dengan teknik digital. Komponen-komponen sistem penerima yang meliputi

Gambar 4.11⁹²⁾

Blok diagram penerima eksperimental.

RF amplifier penerima, demodulasi, decoder dan data output dapat kita setarakan dengan bagian dari blok diagram penerima eksperimental sebagai berikut :

- RF amplifier penerima dapat dilihat pada preamplifier setelah keluaran dari antenna penerima dan digitally controlled amplifier. Kemudian disertai proses filter

⁹²⁾ SL Bernstein, DA McNeill & I Richer (1974), op. cit., hal. 512

dan kompensasi yang lainnya untuk mendapatkan bentuk sinyal yang mampu diproses pada tahap demodulasi.

- Demodulasi penerima merupakan kebalikan dari teknik modulasi binary minimum shift keying (MSK) pada pemancar, maka dapat dilihat pada bagian pseudo-random bit sequence, quadrature matched filter, channel simbol gain control, phase estimator, phase shifter dan de-interleaver.
- Dekoder penerima yaitu sequential decoder yang merupakan pasangan dari binary convolutional encoder sehingga akan didapatkan data output yang sama dengan pesan (*message*) yang dikirimkan.

Pada bagian analog terdapat preamplifier yang bersifat low-noise yaitu memperkuat sinyal yang diterima dan menekan noise serendah mungkin. Setelah itu terdapat penyaring noise seperti low-pass filter, high-pass filter dan notch filter yang meredam noise akibat frekuensi dari tenaga listrik (*power line*) 60 Hz dan frekuensi harmonisanya. Hal ini bersifat seperti band-pass filter yang menyeimbangkan antara kebutuhan bandwidth yang lebar untuk memaksimalkan penguatan proses noise non-linear, dengan kebutuhan bandwidth yang sempit untuk memperkecil laju sampling yang dibutuhkan, dan juga efek dari komponen noise yang tidak diinginkan dalam lingkungan operasi penerima. Secara umum dipilih pass-band antara 20-200 Hz. Dari hasil eksperimen menunjukkan bahwa bandwidth yang semakin lebar tidak akan memperoleh

kemajuan yang berarti pada kehandalan penerima. Setelah melalui bagian filter, sinyal dikuatkan amplifier yang penguatannya diatur secara digital oleh analog gain control. Data analog dari kecepatan dan kedalaman lunas kapal selam disampling dan diubah ke digital oleh analog to digital converter.

Pada bagian digital terdapat oscillator 512 Hz untuk proses sampling. Laju sampling pada frekuensi ini sangat tepat karena frekuensinya di atas frekuensi Nyquist ≈ 400 Hz, dan juga perencanaan penerima lebih mudah karena pemancar pada Wisconsin Test Facility juga menggunakan frekuensi tersebut selama eksperimen ini dilaksanakan.

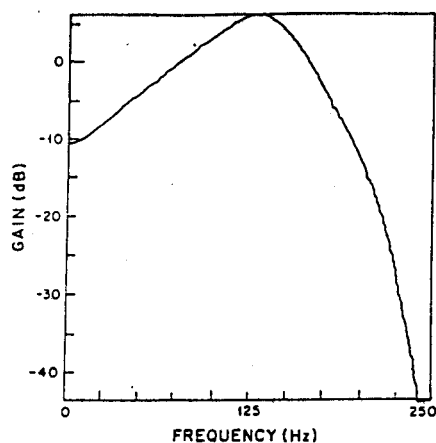
Laju sampling ini diperlukan untuk proses analog to digital (A/D) converter. Sinyal dari amplifier analog diubah menjadi bentuk digital pada A/D converter tersebut. Level keluaran sinyal digital ini secara terus menerus diamati oleh analog gain control agar levelnya tidak melebihi harga threshold. Bila melebihi harga threshold maka penguatan pada amplifier akan dikurangi dan sebaliknya bila harga level keluaran terlalu rendah maka penguatan dinaikkan. Pengontrolan penguatan yang dinamis ini sebaiknya dibuat tidak terlalu rendah sehingga input sampling yang mewakili bit-bit keluaran akan tidak akurat, dan tidak juga terlalu tinggi sehingga interferensi tenaga listrik membuat kejenuhan pada A/D converter, di mana semua itu pada akhirnya menurunkan kehandalan penerima. Meskipun kadang-kadang proses

clipping dilakukan ketika sinyal input didominasi oleh noise atmosfer, sebaiknya dihindari pemakaian clipping yang berlebihan karena noise atmosfer yang melebar (*smeared*) akibat kedalaman air laut dapat diubah kembali oleh filter kompensasi lautan (*ocean-compensation filter*). Selain sinyal digital keluaran A/D converter menjadi acuan analog gain control, terdapat pula data dari komponen perkiraan kecepatan dan kedalaman antenna (*antenna speed/depth estimator*). Komponen ini penting karena perubahan kecepatan maupun kedalaman antenna akan menghasilkan level noise atmosfer yang berbeda pula. Komponen ini juga memberikan datanya pada low-pass filter dan ocean-compensation filter.

Low-pass filter berfungsi sebagai peredam komponen frekuensi tinggi dari noise atmosfer yang mendominasi sinyal input. Rancangan digital low-pass filter didapatkan dari sebuah transformasi bilinear dari filter analog 3-pole Chebyshev yang mempunyai redaman 10 dB pada 1.6 kali frekuensi cutoff dan mempunyai ripple peak-to-peak yang rendah (0.3 dB) pada passband. Transfer function digital low-pass filter adalah :

$$s = \frac{1}{\omega_a} \frac{z - 1}{z + 1} \quad (4.14)$$

di mana $\omega_a = \tan(\pi f_c T)$, f_c adalah frekuensi cut off digital filter, T adalah interval sampling, serta s dan z adalah variabel pengubah analog dan digital. Hasil transfer function filter digital tersebut adalah sepasang



Gambar 4.12⁹⁹⁾

Magnitudo respon frekuensi dari low-pass filter untuk frekuensi cutoff 125 Hz dan kompensasi kedalaman 100 m.

pole kompleks konjugate, sebuah pole pada absis real dan sebuah zero orde-ketiga (*third-order*) pada $z = -1$. Pada gambar 4.12 dapat dilihat magnitudo frekuensi respon low-pass filter dengan frekuensi cutoff 125 Hz untuk kompensasi kedalaman 100 m.

Ocean-compensation filter bertujuan untuk mengubah kembali ketajaman impuls noise atmosfir seperti pada permukaan bumi. Impuls noise atmosfir yang melebar (*smeared*) disebabkan oleh karakteristik low-pass dari lautan. Oleh karena itu filter kompensasi lautan memakai noise clipper untuk mengubah sebanyak mungkin daya noise input. Filter ini dirancang dengan teknik empiris yang mengatur angka dan posisi dari beberapa pole dan zero

⁹⁹⁾ Ibid. hal. 515

pada sumbu absis real filter digital sampai didapatkan hasil yang mendekati kebalikan (*reciprocal*) dari respon lautan teoritis yang didapatkan. Filter tersebut hanya mempunyai satu pole dan satu zero pada kebanyakan kedalaman lautan, sehingga hasil pendekatannya terhadap respon amplitudo dan fase teoritis masih memuaskan.

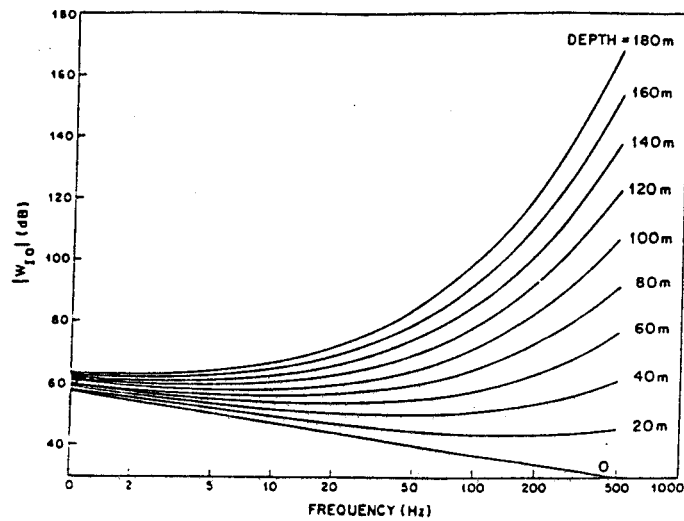
Pada gelombang ELF, lautan berkelakuan sebagai media peredam serba sama (*uniform lossy medium*) dengan mengabaikan arus perpindahan (*displacement current*). Transfer function kompleks yang menghubungkan medan E horisontal pada kedalaman d di lautan, dengan medan H horisontal yang ada di permukaan bumi adalah

$$W_o(f, d) \equiv \frac{E(\text{lautan})}{H(\text{permukaan})} = \left[\frac{j2\pi f\mu}{\sigma} \right]^{1/2} \exp [-d(j2\pi f\mu\sigma)^{1/2}] \quad (4.15)$$

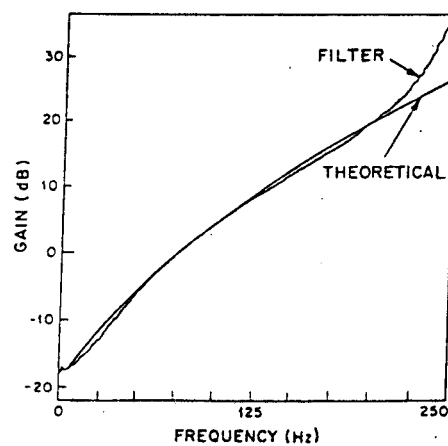
di mana f adalah frekuensi, μ adalah permeabilitas, σ adalah konduktivitas air laut, dan $j = (-1)^{1/2}$. Respon yang diinginkan adalah kebalikan dari persamaan ini, yang kita sebut W_o . Maka magnitudo kuadrat dari respon filter yang diinginkan sebagai fungsi dari frekuensi dan kedalaman adalah :

$$|W_o(f, d)|^2 = |W_o(f, d)|^{-2} = \frac{G_1}{f} \exp (G_2 d(f)^{1/2}) \quad (4.16)$$

di mana $G_1 = \sigma/2\pi\mu$; $G_2 = 2(\pi\mu\sigma)^{1/2}$. Grafik persamaan (4.16) sebagai fungsi dari frekuensi dapat dilihat pada gambar 4.13 untuk kedalaman dari 0-180 m, dengan $\sigma = 4.0$ U/m dan $\mu = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m. Catatan untuk kurva $d = 0$ menggambarkan pada perbatasan udara dengan air laut.

Gambar 4.13⁹⁴⁾

Magnitudo respon frekuensi dari filter kompensasi lautan dengan beberapa kedalaman sebagai parameteranya.

Gambar 4.14⁹⁵⁾

Magnitudo respon frekuensi filter dan teoritis kompensasi lautan untuk kedalaman 130 m.

⁹⁴⁾ Ibid, hal. 515

⁹⁵⁾ Ibid, hal. 516

Kriteria yang digunakan dalam merancang filter kompensasi lautan adalah meminimalkan ripple peak-to-peak R_{pp} dari filter digital lautan teoritis pada setiap kedalamannya. Oleh karena besarnya R_{pp} bervariasi, di mana berhubungan langsung dengan perbedaan (dalam decibel) jarak minimum dan maksimum antara respon teoritis $|W_o(f, d)|$ dan respon filter $|\hat{W}_o(f, d)|$. Masalah tersebut dapat dipecahkan dalam persamaan :

$$\min_{\text{lokasi pole dan zero}} R_{pp} = \min \left\{ \frac{\max_f |\hat{W}_o / W_o|}{\min_f |\hat{W}_o / W_o|} \right\} \quad (4.17)$$

Dari persamaan ini jumlah pole dan zero yang sedikit dibutuhkan untuk memperoleh R_{pp} yang kecil yaitu kurang dari 1 dB. Juga untuk stabilitas dan akurasi yang baik, pole-pole dekat unit putar (*unit cycle*) harus dihindari dan zero-zero lebih disukai daripada pole-pole. Pada kedalaman dari 0-130 m umumnya hanya diperlukan satu zero dan satu pole untuk menjaga $R_{pp} < 1$ dB. Perkecualian untuk kedalaman $90 < d \leq 130$ m dan $d = 30$ m diperlukan dua zero dan satu pole untuk menjaga $R_{pp} < 1$ dB.

Pada gambar 4.14 terlihat respon filter pada kedalaman 130 m dibandingkan dengan respon teoritis. R_{pp} tersebut paling besar dibandingkan dengan kedalaman yang lain di mana umumnya $R_{pp} < 0,8$ dB pada jangkauan frekuensi 20-200 Hz. Bila frekuensinya di atas 200 Hz maka harga respon filter akan melebihi harga respon teoritisnya.

Tracking notch filter adalah filter digital yang mengurangi interferensi dari generator tenaga listrik kapal selama itu sendiri maupun dari kabel tenaga listrik dalam tanah dekat pantai. Filter notch yang dirancang pada penerima yaitu sebuah filter dengan sepasang zero kompleks konjugate dan sepasang pole kompleks konjugate yang mempunyai transfer function sebagai berikut :

$$H_{NF}(z) = \frac{(z - \alpha)(z - \alpha^*)}{(z - \beta)(z - \beta^*)} \quad (4.18)$$

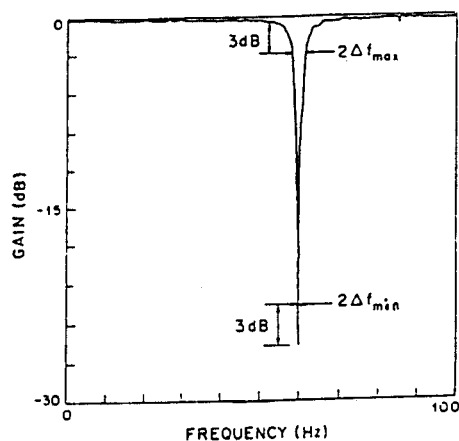
di mana α dan β adalah lokasi dari zero dan pole pada bidang z . Pole dan zero pada kutub yang sama pada radian R_α dan R_β dengan sudut $2\pi f_{NF}T$ radian, di mana f_{NF} adalah frekuensi notch filter. Ketika $1 - R_\alpha \ll 1 - R_\beta \ll 1$, maka $|H_{NF}(z)|^2$ didapatkan harga minimumnya (yaitu kedalaman notch) sebagai berikut :

$$|H_{NF}(z)|^2 = \frac{(1 - R_\alpha)^2}{(1 - R_\beta)^2} \ll 1 \quad (4.19)$$

Untuk menggambarkan lebar notch, kita mengambil Δf_{max} sebagai frekuensi offset dari frekuensi notch di mana responnya adalah 3 dB di bawah harga maksimum, dan Δf_{min} sebagai frekuensi offset dari frekuensi notch di mana responnya adalah 3 dB di atas harga minimum. Hal ini dapat dilihat pada gambar 4.15 berikut ini.

$$\Delta f_{max} = \frac{1 - R_\alpha}{2\pi T} \quad \text{dan} \quad \Delta f_{min} = \frac{1 - R_\beta}{2\pi T}$$

Dari persamaan Δf_{max} dan Δf_{min} di atas didapatkan harga yang kecil dan notch yang cukup tajam.



Gambar 4.15⁹⁹

Magnitudo respon frekuensi dari notch filter
pada frekuensi 60 Hz.

Pengurangan yang efektif pada interferensi tenaga listrik dengan filter notch relatif cukup dalam sekitar 20-30 dB. Dari gambar 4.15 merupakan filter notch untuk frekuensi 60Hz dengan parameter-parameter yang digunakan pada penerima yaitu $R_\alpha = 0,999$ dan $R_\beta = 0,98$ di mana menghasilkan notch sebesar 26 dB. Dengan laju sampling sebesar 512 Hz maka Δf_{\min} dan Δf_{\max} didapatkan harga 0,08 Hz dan 1,6 Hz.

Pre-emphasis filter merupakan komponen yang memberi efek untuk meratakan spektrum noise atmosfer. Dari proses penguatan pre-emphasis filter ini, yang dilakukan relatif tidak memperhatikan karakteristik filter tetapi

⁹⁹ Ibid, hal. 517

bergantung pada karakteristik noise dengan prakiraan yang sangat sulit. Oleh karena itu kebutuhan penting filter ini adalah pengadaannya yang tidak rumit dan kemiringan (*slope*) respon frekuensinya pada orde beberapa desibel per oktaf. Seperti pada filter dengan persamaan beda linear yaitu $y_n = x_n - x_{n-1}$, dengan persamaan transfer function filter ini adalah :

$$H_R(z) = 1 - z^{-1} \quad (4.20)$$

di mana mempunyai satu zero pada $z = 1$ pada bidang z . Pada frekuensi rendah menunjukkan 6 dB boost/oktaf dan pada frekuensi tinggi laju penguatan (boost) yang semakin berkurang.

Delay equaliser atau pengatur waktu tunda bertujuan untuk memberikan waktu tunda yang tepat pada filter untuk memberikan kompensasi delay akibat lautan dan pemberian filter linear. Waktu tunda ini menggambarkan pergeseran fase pada sinyal awal dalam filter.

Sejak kedalaman dan frekuensi cutoff low-pass filter dapat berubah selama operasi penerima, waktu tunda juga dapat berubah dengan baik. Oleh karena itu pengatur waktu tunda tersebut disesuaikan menurut keadaan penerima.

Noise clipper atau pemotong noise merupakan komponen pengurangan level efektif noise dengan memotong pulsa-pulsa yang besar. Level clip yang optimal diperlukan untuk mengatasi variasi level noise. Sehingga diperlukan clip level control untuk mengatur level clip dari noise clipper dengan toleransi yang tepat. Level toleransi ini

didapat dengan membandingkan magnitudo noise yang diukur dengan parameter noise sebelumnya ($|\hat{N}_{CL} - N_{CL}|$) dan umumnya didapatkan probabilitas optimal antara 0,4 sampai 0,6. Dengan teknik adaptif pada pengaturan level clip, didapatkan kerapatan noise efektif yang sama rendahnya dengan minimum level clip yang dipilih optimal.

Dari pembahasan sebelumnya, sinyal yang dipancarkan adalah gelombang phase continuous binary MSK, yaitu gelombang yang dibagi dalam interval yang sama dan disebut chip. Setiap interval sinyal ditransmisikan dalam satu dari dua frekuensi tertentu. Tanda dari kumpulan chip disebut sebagai simbol kanal (*channel symbol*) di mana berisi informasi yang disebut bit kanal (*channel bit*). Fungsi dari quadrature matched filter adalah mengoptimalkan proses demodulasi pada simbol kanal yang diterima di mana terdapat juga noise di dalamnya. Untuk tujuan tersebut matched filter terdiri dari :

1. Penghubung chip (*chip correlator*) di mana sinyal yang datang plus noise dihubungkan menjadi dua interval chip yaitu dengan sebuah in-phase (fase informasi dari simbol kanal yang diterima) dan dengan sebuah tiruan (*replica*) quadrature-phase (pergeseran fase 90°) seperti pada waktu sinyal dipancarkan.
2. Simbol kanal demodulator di mana sinyal keluaran penghubung chip dikombinasikan menjadi bentuk yang mewakili bit-bit kanal in-phase (r_I) dan bentuk yang mewakili bit-bit kanal quadrature-phase (r_Q).

Dalam simbol kanal demodulator, sebuah anti-jamming pseudorandom keystream dari komponen pseudorandom bit sequence yang sama (*identical*) dengan milik pemancar, secara efektif akan memberi tanda (*sign*) acak yang tepat sehingga urutan bit kanal yang dihasilkan menjadi benar.

Proses dalam channel symbol gain control adalah mengatur penguatan (*gain*) level rms dari simbol kanal sehingga didapatkan fluktuasi penguatan rms yang kecil. Level rms dari simbol kanal dapat dibuat konstan, tetapi karena penguatan sistem total (termasuk non-linear clipper) tidak dapat diketahui dengan tepat, maka keluaran penghubung simbol kanal juga tidak diketahui faktor skala yang diterapkan di dalamnya. Total energi yang keluar dari penghubung tersebut didefinisikan sebagai $r_I^2 + r_Q^2$ dengan harga rata-rata dan harga variannya adalah :

$$\overline{r_I^2 + r_Q^2} = A^2 (E_s + N_{eff}) \quad (4.21)$$

$$\text{var} [r_I^2 + r_Q^2] = A^4 (N_{eff}^2 + 2E_s N_{eff}) \quad (4.22)$$

di mana A adalah faktor skala, E_s adalah energi level sinyal dan N adalah energi level noise efektif. Dengan harga rata-rata dari $r_I^2 + r_Q^2$ atas blok simbol kanal N_{acc} , perkiraan penguatan yang diperlukan untuk menormalisasi energi simbol kanal dapat ditentukan. Dari persamaan 4.22 didapatkan fluktuasi penguatan rms atas jangkauan lebar SNR (*signal to noise ratio*) adalah :

$$\frac{10 \log e}{(N_{acc})^{1/2}} \frac{(1 + 2E_s/N_{eff})^{1/2}}{1 + E_s/N_{eff}} \text{ dB} \quad (4.23)$$

Sedangkan untuk jangkauan kecil SNR, fluktuasi penguatan $\text{rms} \approx 10 \log e / (N_{acc})^{1/2}$. Hal ini menunjukkan bahwa dengan $N_{acc} = 100$ akan memberikan fluktuasi penguatan rms kurang dari 0,5 dB.

Phase estimator adalah komponen untuk memperkirakan pergeseran phase sinyal yang diterima dari keluaran simbol kanal gain control. Sliding blok phase estimator (sebagai kebalikan dari phase-locked loop) yaitu teknik dengan waktu transien yang pendek, membentuk sebuah perkiraan dari fase dari blok simbol kanal yang diterima. Interval perkiraan akan memotong blok selanjutnya (kemungkinan terjadi overlapping) dan membentuk perkiraan selanjutnya.

Perkiraan fase yang optimum dari sebuah blok data termodulasi biner untuk harga E_s/N_{eff} yang rendah dapat dinyatakan sebagai berikut :

$$\hat{\theta} = \frac{1}{2} \arctan \left[\frac{2\sum r_I r_Q}{\sum (r_I^2 - r_Q^2)} \right] \quad (4.24)$$

Keluaran dari phase estimator $\hat{\theta}_{int}$, setelah mengalami interpolasi, digunakan pada penggeser fase (*phase shifter*) untuk mengkombinasikan keluaran penghubung (*correlator*) dengan persamaan :

$$r = r_I \cos \hat{\theta}_{int} + r_Q \sin \hat{\theta}_{int} \quad (4.25)$$

di mana r adalah input untuk sequential decoder.

Sequential decoder sangat sensitif terhadap input yang tidak akurat, seperti misalnya ledakan noise (*burst noise*), perkiraan fase yang jelek, atau daya pemancar yang berkurang. Untuk mengatasi masalah tersebut umumnya dilakukan pengacakan (*scrambled*) bit kanal pada pemancar dan menambahkan unscrambled pada penerima. Proses pengacakan ini ditunjukkan sebagai penyelaan (*interleaving*). Dengan adanya prosedur tersebut maka bit kanal menjadi dipancarkan dalam sebuah group dan diperlukan multi-rate decoding. Sehingga untuk kehandalan penerima yang lebih baik, setiap group memiliki penyelaan acak (*interleaved pseudorandomly*) sendiri dan berbeda antara satu group dengan group yang lainnya. Tujuan dari de-interleaver adalah mengembalikan simbol kanal menjadi urutannya yang asli.

Komponen sequential decoder menggunakan filter penggeser fase yang tepat (*phase-shifted matched filter*) dari sinyal yang diterima untuk dikodekan kembali menjadi bit-bit informasi. Pengkodean kembali dengan menelusuri pohon kode pada jalur yang ditentukan dapat kita sebut sebagai metric. Bila probabilitas metric tinggi maka pengkodean kembali melalui jalur yang benar, sedangkan pada probabilitas yang rendah berarti melalui jalur yang salah jika SNR cukup tinggi. Sehingga fungsi sequential decoder menemukan jalur dengan metric dan probabilitas yang tinggi. Meskipun noise kadang-kadang menekan metric sehingga melalui jalur yang salah, maka algoritma

memasukkan prosedur untuk memeriksa kembali jalur yang tidak diikuti sebelumnya untuk mendapatkan probabilitas yang lebih tinggi. Dekoder dapat dirancang untuk beroperasi efisien selama laju kode $1/V$ memenuhi :

$$1/V \leq \log_2 \left[\frac{2}{1 + \exp(-E_s/N_{eff})} \right] \quad (4.26)$$

Persamaan sebelah kanan biasanya dipakai sebagai laju perhitungan cutoff (*computational cutoff rate*) R_{comp} dengan dimensi bit informasi per bit parity. Jika ketidak-samaan (*inequality*) tidak dipenuhi, yaitu jika SNR terlalu rendah, maka waktu perhitungan yang dibutuhkan untuk mengkodekan kembali menjadi tidak terhingga. Oleh karena itu dekoder dirancang pada operasi normal dengan ketidak samaan yang dipenuhi. Persamaan 4.26 dapat diselesaikan untuk kebutuhan E_s/N_{eff} minimum dengan harga V bit parity dan energi yang diterima $E_b = VE_s$, maka untuk persamaan E_b/N_{eff} yang dibutuhkan adalah :

$$(E_b/N_{eff})_{req} = -V \ln (2^{1-1/V} - 1) \quad (4.27)$$

Fungsi ini menurun secara monoton sesuai V dan untuk V yang besar, pendekatan $2 \ln 2$ atau 1,4 dB, hanya 3 dB lebih besar dibandingkan prakiraan minimum oleh pertimbangan kanal untuk pesan yang panjang. Hasil laju kesalahan pesan (*message error rate*) dengan batas atas yaitu :

$$P(E) < B2^{-K} \quad (4.28)$$

di mana B adalah rangkaian informasi dan K adalah shift register atau kode blok pada encoder. Maka untuk shift

Tabel 4.2⁹⁷⁾

Perhitungan waktu pada penerima eksperimental.

Receiver Element	Computing Time		Post-matched Filter Function	Computing Time	
	Memory Cycle/ Sample	Fraction of Processor Time		Memory Cycle/ Message	Seconds/ Message
Low-pass filter	155	0.075	Channel symbol gain control	4.0×10^4	0.38
Ocean-filter compensation	102	0.050	Phase estimator	1.4×10^4	0.13
Notch filter (each)	108	0.053	Phase shifter	5.6×10^4	0.53
Preemphasis	8	0.004	Sequential decoder (worst case)	1.4×10^7	13
Noise clipper	10	0.005			
Chip correlator	88	0.043			
Channel symbol demodulator	2	0.001			
Total	473	0.230			

* The right-hand columns are based upon a 0.95-μs memory cycle time and a 512-Hz sampling rate.

register yang panjang, probabilitas kesalahannya dapat dibuat cukup kecil. Misalnya dengan $V = 12$ dengan persamaan 4.27 diperkirakan $(E_b/N_{eff})_{req} = 1.6$ dB, yang mana mendekati harga minimumnya 1.4 dB. Untuk pesan yang pendek terdapat bit informasi terakhir yang berlaku seperti ekor (*tail*) pada register. Dengan adanya ekor $L \leq K - 1$ bit maka menaikkan harga $(E_b/N_{eff})_{req}$ dengan faktor $(L + K)/K$. Dengan persamaan 4.28, bila memakai shift register sepanjang 30 maka probabilitas kesalahannya adalah kurang dari 10^{-6} untuk pesan dengan panjang ratusan bit. Perhitungannya dapat dibantu dengan komputer digital kecil dan hasilnya dapat dilihat pada tabel 4.2. Terlihat waktu yang dibutuhkan untuk mendapatkan informasi dari sequential decoder pada kondisi terjelek yaitu 13 detik tiap pesannya.

⁹⁷⁾ Ibid, hal. 525

Pengembangan lain yang penting dari sequential decoder adalah dapat melakukan pemeriksaan sendiri bila terjadi kesalahan (*self-check*). Maka dapat dipastikan probabilitas pencetakan pesan yang salah berkurang dibandingkan beberapa harga tertentu dalam kondisi kanal yang berdiri sendiri. Dalam eksperimen ini dipakai $V = 6$ dan didapatkan harga $(E_b/N_{eff})_{req} = 2$ dB dan $E_b/N_{eff} = -6$ dB tidak termasuk ekor/tail.

Pemancar pada sistem Sanguine ini pada lokasi β site yaitu Navy's Wisconsin Test Facility dekat Clam Lake, Wisconsin dan dua penerima di daratan yaitu Plum Island, Massachusetts dan Tromsø, Norwegia, serta penerima di kapal selam USS Tinosa (SSN 606) yang berlayar di North Atlantic. Pada gambar 4.16 dapat dilihat lokasi pemancar Wisconsin Test Facility dengan beberapa lokasi penerima.

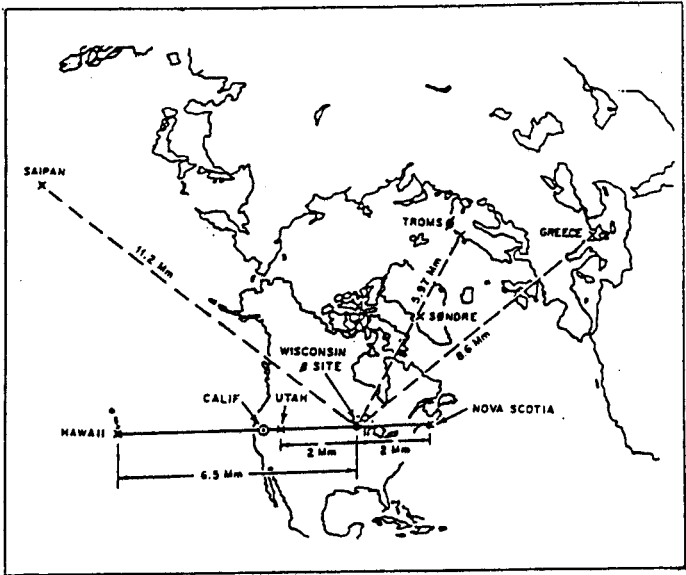
Pada tabel 4.3 dapat dilihat hasil pengukuran kuat medan (*field strength*) yang diterima pada beberapa penerima pada malam dan siang hari. Pengukuran tersebut pada bulan Agustus 1972 di Plum Island, Massachusetts, dan pada bulan September 1972 di Tromsø, Norwegia, serta pada bulan Desember 1972 di North Atlantic dengan kapal selam USS Tinosa yang sedang berlayar dari Naples, Italia ke New London, Connecticut.

Dengan frekuensi 76 ± 4 Hz dan menggunakan modulasi binary minimum shift keying (MSK) mengirimkan pesan EX SCIENTIA TRIDENS! dengan kode karakter 5 bit diubah menjadi 100 bit dengan blok-blok pendek, kemudian

Table 4.3⁹⁸⁾

Hasil pengukuran kuat medan di beberapa lokasi penerima.

Test Location	Distance from Wisconsin Test Facility (Mm)	Field Strength (dB Relative to 1 A/m)	
		Day	Night
Plum Island, Mass.	1.6	-142	-145
Tromsø, Norway	6.0	-153	-152
North Atlantic (39°N, 14°W)	6.1	-152	-152
North Atlantic (45°N, 30°W)	4.6	-149	-150



Gambar 4.16⁹⁹⁾

Lokasi pemancar Wisconsin Test Facility
dan beberapa lokasi penerimanya.

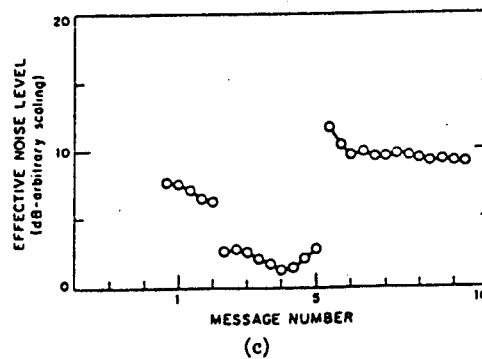
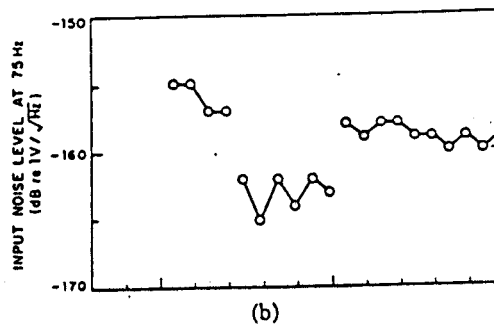
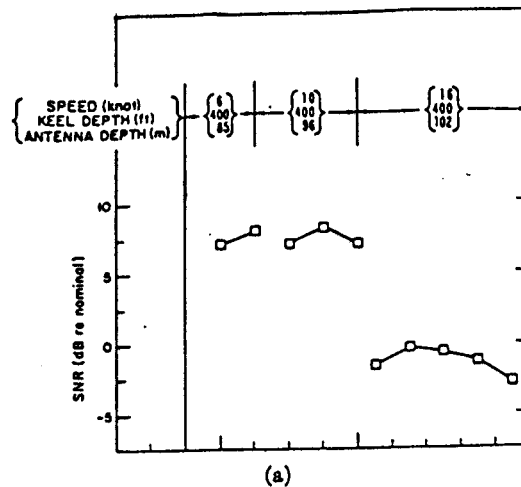
⁹⁸⁾ Ibid, hal. 526

⁹⁹⁾ DP White & DK Willim (1974), Propagation Measurements in the Extremely Low Frequency (ELF) Band, IEEE Trans. on Communication, Vol. COM-22, No. 4, hal. 458

dipancarkan pada sistem Sanguine. Panjang antena pemancar adalah 22.5 km dan arus antena sebesar 300 A. Laju data yang diterima mendekati 0,03 informasi bit per detik. Kapal selam USS Tinosa menarik antena penerima yang panjangnya 300 m, dan selama melakukan tes pengukuran telah menerima data untuk 10 pesan. Hasil pengukuran SNR, level noise masukan/input dan level noise efektif dapat dilihat pada gambar 4.17 berikut ini. Dengan meningkatnya kecepatan kapal selam terlihat SNR semakin menurun. Untuk perubahan kecepatan dari 6 ke 10 knot terlihat penurunan level noise input, akibat bertambahnya kedalaman antena dan penurunan level noise efektif. Perubahan kecepatan dari 10 ke 16 knot terlihat kenaikan level noise input, akibat bertambahnya kedalaman antena dan kenaikan level noise efektif yang mana adanya peningkatan noise pada antena akibat kedalaman laut dan kecepatan kapal selam sehingga sudah melewati batas kompensasi maksimalnya.

IV.5 Sistem Antena Penerima

Antena penerima merupakan komponen pengubah (*transformer*) yaitu dari mode teradiasi (*radiating mode*) ke bentuk mode saluran transmisi (*transmission-line mode*). Pada proyek Sanguine antena penerima berupa antena kawat yang ditarik oleh kapal selam (*submarine trailing-wire receiving antenna*), pertama kali menggunakan kabel apung dengan pasangan konduktor yang dipilin (*twisted pair, buoyant cable*) dengan tipe RG-383 (XU-3)/B seperti yang

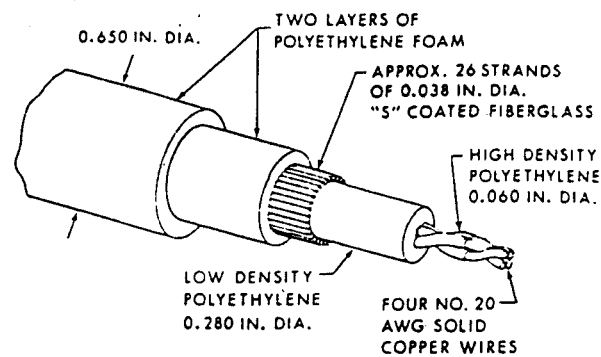


Gambar 4.17¹⁰⁰

Data pengukuran untuk 10 pesan yang diterima.

- (a) signal to noise ratio (SNR)
- (b) level noise masukan/input
- (c) level noise efektif

¹⁰⁰ SL Bernstein, DA McNeill, & I Richer (1974), op. cit., hal. 527



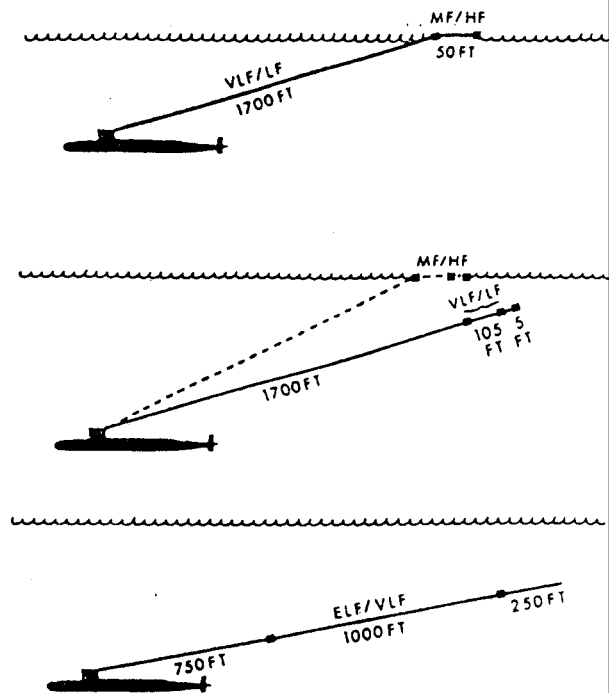
NOTE: INSULATED WIRES ARE TWISTED
IN TWO SEPARATE PAIRS - EACH PAIR
HAS A 1/2 IN. LAY.

Gambar 4.18¹⁰⁴⁾

Beberapa bagian dari kabel apung dengan konduktor yang dipilin.

terlihat pada gambar 4.18 berikut ini. Kabel ini memiliki daya renggang minimum 3000 lbf (13 kN) dengan tambahan serat kaca (*fiber glass*). Elektrode yang terbuat dari kerangka lilitan dari kepingan baja anti karat tipe 302 (*type-302 stainless steel stripwound housing*) dipasang pada ujung-ujung antena. Pada gambar 4.19. terlihat beberapa konfigurasi dari antena yang ditarik oleh kapal selam untuk beberapa jalur frekuensi tertentu. Untuk daerah jalur frekuensi ELF dan VLF terlihat panjang antenanya 1000 ft (305 m). Bentuk yang pertama untuk

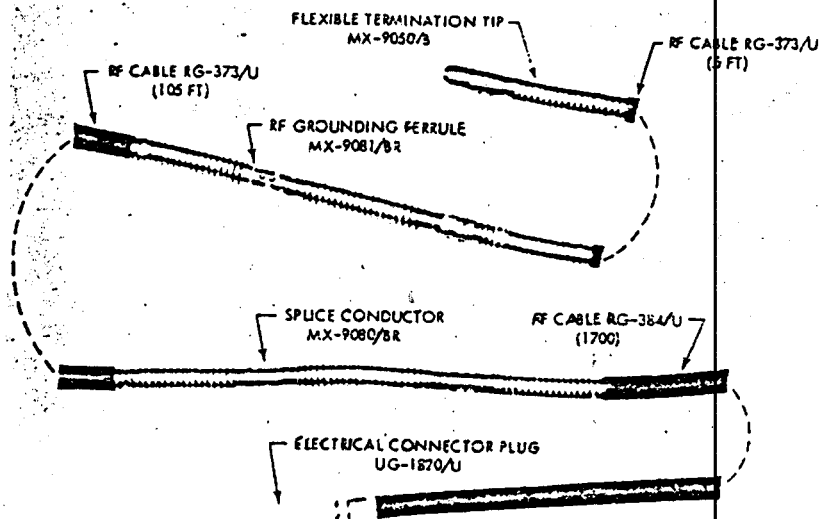
¹⁰⁴⁾ CT Fessenden & DHS Cheng [1974], Development of a Trailing-Wire E-Field Submarine Antenna for ELF Reception, IEEE Transactions on Communications, Vol. COM-22, No. 4, hal. 428

Gambar 4.19¹⁰²⁾

Beberapa konfigurasi dari antenna kabel apung yang ditarik kapal selam.

jalur frekuensi MF dan HF dengan panjang 50 ft (15 m) dan di antara antenna tersebut terdapat dua buah elektrode. Di dalam elektrode tersebut terpasang juga penguat RF dengan lapisan pelindung baja yang fleksibel. Sedangkan untuk jalur frekuensi VLF dan LF diterima pada kabel yang dipasang antara kapal selam dengan elektrode yang kedua yaitu sepanjang 1700 ft (520 m). Kabel tersebut berupa kabel coax dengan jaket pelindung dari busa polyethylene (*polyethylene foam jacket*).

¹⁰²⁾ Ibid, hal. 429

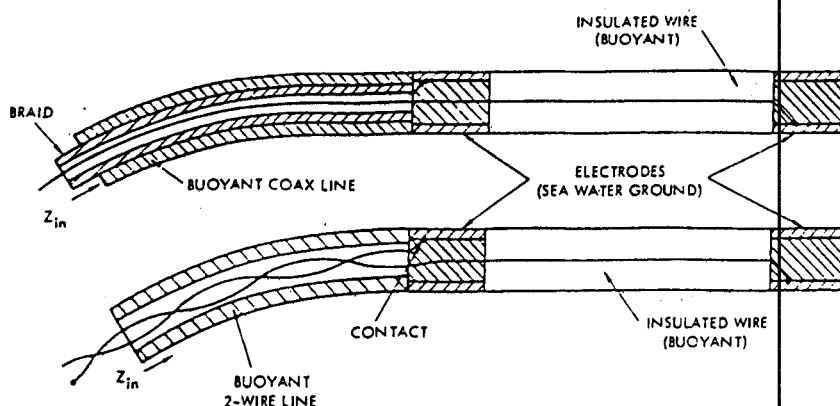


Gambar 4.20¹⁰⁸⁾

Beberapa bagian dari antenna kabel apung untuk jalur frekuensi VLF, LF, MF dan HF.

Konfigurasi lainnya untuk jalur frekuensi VLF, LF, MF dan HF yang terdiri dari antenna kabel apung 5 ft (1,5 m) dan 105 ft (32 m) dengan kabel coax untuk saluran transmisi sepanjang 1700 ft (520 m). Kabel apung tersebut mempunyai daya tarik nominal (*nominal drag force*) sebesar 0,25 lbf/ft (3,6 N/m) pada kecepatan 10 knots (5 m/s), sedangkan untuk elektrodanya paling tidak mempunyai daya renggang (*tensile strength*) sebesar 250 lbf (1,1 kN) pada kecepatan 30 knots (15 m/s). Bentuk elektrode yang terbuat dari kerangka lilitan dari kepingan baja anti karat tipe 302 dapat dilihat pada gambar 4.20 yaitu

¹⁰⁸⁾ Ibid, hal. 430



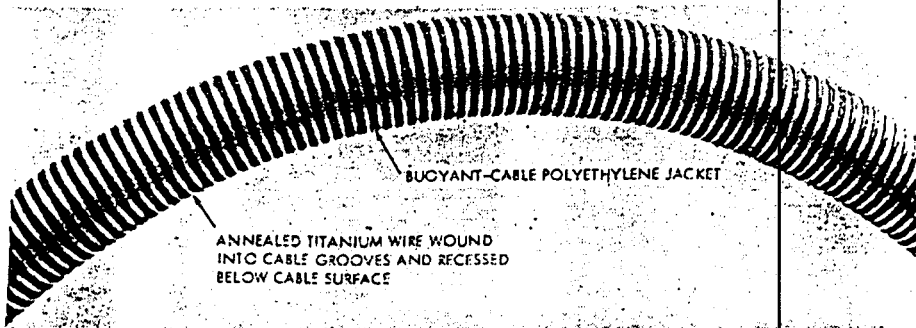
Gambar 4.21¹⁰⁴⁾

Hubungan antara konduktor antenna kabel apung baik untuk kabel coax maupun kabel yang dipilin dengan elektrode.

beberapa bagian dari kabel apung untuk jalur frekuensi VLF, LF, MF dan HF.

Untuk menghubungkan konduktor dari antenna kabel apung baik untuk kabel coax maupun kabel yang dipilin dengan elektrode dapat dilihat pada gambar 4.21 berikut ini. Masalah yang timbul dari keadaan ini adalah elektrode tersebut harus tahan korosi, tahan tekanan dan mempunyai daya renggang yang memenuhi syarat. Pada kenyataannya elektrode dari baja anti karat tersebut berumur tidak lebih dari 6 bulan saja. Hal ini dikarenakan timbulnya retak-retak pada elektrode akibat

¹⁰⁴⁾ Ibid, hal. 429



Gambar 4.22¹⁰⁵⁾

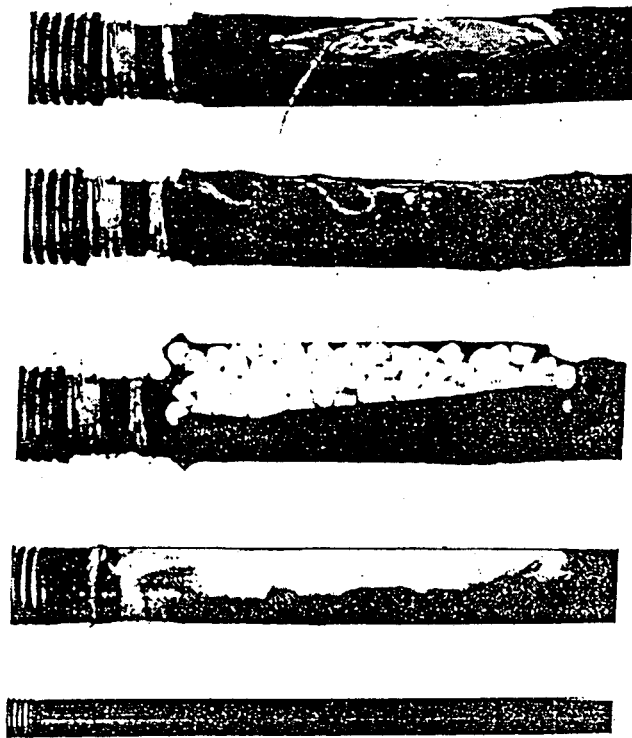
Elektrode kawat helical.

korosi dari reaksi redoks (reduksi-oksidasi) dengan air laut (*crevice corrosion*). Bagian yang cepat mengalami korosi adalah bagian sambungan antara elektrode dengan konduktor yang terbuat dari tembaga.

Untuk mengatasi masalah di atas maka dibuatlah elektrode yang baru dengan nama elektrode kawat helical (*helical wire electrode*) yaitu kawat titanium dengan diameter 18 AWG (1 mm) dililitkan pada jaket kabel apung sepanjang 1 ft (0,3 m) dengan rata-rata 12 gulungan per inchi (sekitar 26 ft panjang liniernya atau sekitar 4,7 gulungan/cm dengan kawat sepanjang 7,9 m).

Pada gambar 4.22 dapat dilihat bentuk dari elektrode ini. Dipilihnya logam titanium dikarenakan mempunyai laju korosi yang rendah dan impedansi yang rendah pula sehingga tetap bersifat sebagai konduktor yang baik

¹⁰⁵⁾ Ibid, hal. 433



Gambar 4.23¹⁰⁶⁾

Langkah-langkah membuat pengait, penyambungan, dan penutupan pada ujung elektrode kawat helical.

terhadap air laut. Hal ini telah diteliti di laboratorium dengan membandingkan terhadap logam lain seperti : Hastelloy C, Stainless Steel tipe 316L, Monel 400, Cupronickel (70/30 dan 90/10) dan stranded copper (kawat lampu).

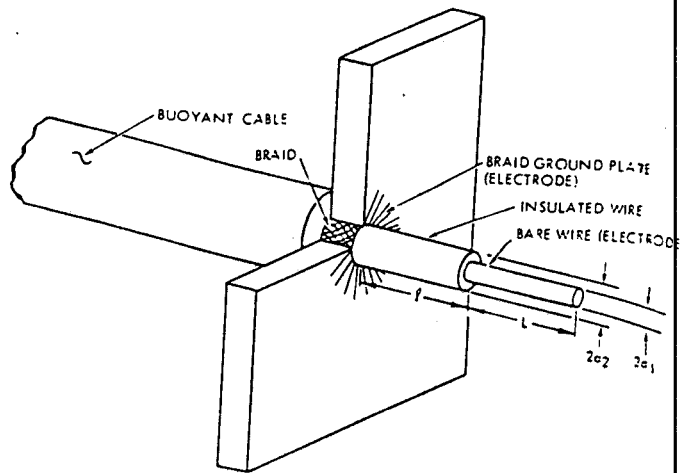
Pada gambar 4.23 dapat dilihat langkah-langkah yang dilakukan dalam menyambung ujung elektrode kawat titanium

¹⁰⁶⁾ Ibid, hal. 433

dengan konduktor pada antena kabel apung. Langkah pertama adalah membuat pengikat (*anchoring*) di mana elektrode kawat titanium disambung dengan stainless steel berdiameter 0,032 in (0,8 mm) dengan cara disolder pada temperatur rendah dan dibuat beberapa gulungan rapat dan kuat sehingga mengikat kuat dan tidak mudah putus. Kemudian langkah penyambungan (*connecting*) yaitu dari kawat stainless steel tersebut disambungkan konduktor kawat tembaga berdiameter 40 AWG (80 μ m). Langkah terakhir adalah penutupan (*sealing*) di mana diberikannya butiran busa polyethylene pada jaket kabel apung kemudian dilelehkan dan dibentuk untuk menutupi sambungan-sambungan yang ada dengan rapat dan kuat sehingga didapatkan bentuk kabel yang tahan tekanan dan fleksibel.

Untuk mendapatkan harga impedansi masukan (*input impedance*) dari suatu kabel coaxial digunakanlah beberapa model matematika untuk menghitungnya. Dengan penampang kabel coaxial seperti terlihat pada gambar 4.24 kita dapat mengukur impedansi input Z_n antara konduktor dalam (*bare wire*) dan serabut pentanahan (*braid ground plate*) dengan menggunakan persamaan-persamaan dasar karakteristik saluran transmisi dari kabel berisolasi (*transmission-line characteristics of insulated wire*) sebagai berikut :¹⁰⁷⁾

¹⁰⁷⁾ Ibid., hal. 435

Gambar 4.24¹⁰⁸⁾

Penampang kabel coaxial untuk pengukuran impedansi masukan Z_n .

- Impedansi masukan kabel berisolasi Z_n ;

$$Z_n = Z_c^i \left[\frac{1 + R \exp(-2jh^i l)}{1 - R \exp(-2jh^i l)} \right] \quad (4.29)$$

- Konstanta propagasi kabel berisolasi jh^i ;

$$jh^i = jkz \left[1 - \frac{1}{\ln(a_2/a_1)} \left\{ \frac{1}{a_1(-j\omega\mu_0\sigma_1)^{1/2}} \right. \right. \\ \left. \left. \frac{J_0[a_1(-j\omega\mu_0\sigma_1)^{1/2}]}{J_1[a_1(-j\omega\mu_0\sigma_1)^{1/2}]} + j\frac{\pi}{4} + \ln \left[\frac{ma_2(\omega\mu_0\sigma_2)^{1/2}}{2} \right] \right\} \right]^{1/2} \quad (4.30)$$

¹⁰⁸⁾ Ibid, hal. 496

- Impedansi karakteristik kabel berisolasi Z_c^i ;

$$Z_c^i = \frac{\omega \mu_0 h^i}{2\pi k_z^2} \ln \frac{\alpha z}{\alpha} , \quad \text{di mana } k_z = \omega(\mu_0 \epsilon z)^{1/2} \quad (4.31)$$

- Koefisien pantulan R ;

$$R = \frac{Z(L) - Z_c^i}{Z(L) + Z_c^i} \quad (4.32)$$

Selain persamaan-persamaan dasar di atas terdapat juga model-model perhitungan yang lain untuk konduktor dalam seperti model saluran transmisi (*transmission-line model*), model gelombang (*wave model*), dan model monopole (*monopole model*). Dari ketiga model tersebut diharapkan mendapatkan perhitungan yang mendekati hasil pengukuran yang ada.

- a. Persamaan-persamaan untuk model saluran transmisi yaitu :¹⁰⁰⁾

- Impedansi masukan kabel tak berisolasi $Z(L)$;

$$Z(L) = Z_c^u \coth (jh^u L) \quad (4.33)$$

- Impedansi karakteristik kabel tak berisolasi Z_c^u ;

$$Z_c^u = \frac{jh^u}{2\pi \sigma s} \left\{ -j \frac{\pi}{4} - \ln \left[\frac{m \alpha (\omega \mu_0 \sigma s)^{1/2}}{2} \right] \right\} \quad (4.34)$$

¹⁰⁰⁾ Ibid, hal. 495

- Konstanta propagasi kabel tak berisolasi jh^u ;

$$jh^u = jk_3 \left[1 - \frac{1}{\alpha (-j\omega\mu_0\sigma_1)^{1/2}} \left\{ \frac{J_0[\alpha (-j\omega\mu_0\sigma_1)^{1/2}]}{J_1[\alpha (-j\omega\mu_0\sigma_1)^{1/2}]} \right\} \right. \\ \left. \left\{ \frac{1}{-j(\pi/4) - \ln [\alpha \omega\mu_0\sigma_3/2]} \right\} \right]^{1/2} \quad (4.35)$$

di mana $k_3 = (-j\omega\mu_0\sigma_3)^{1/2} = \left[\frac{1-j}{\sqrt{2}} \right] (\omega\mu_0\sigma_3)^{1/2}$

b. Persamaan-persamaan untuk model gelombang yaitu :¹¹⁰

- Impedansi masukan kabel tak berisolasi $Z(L)$;

$$Z(L) = \eta_3 \coth(\gamma L) \quad (4.36)$$

- Impedansi karakteristik kabel tak berisolasi η_3 ;

$$\eta_3 = \left[\frac{j\omega\mu_0}{\sigma_3 + j\omega\epsilon_3} \right]^{1/2} = \left[\frac{E}{H} \right]_{\text{air laut}} \quad (4.37)$$

- Konstanta propagasi kabel tak berisolasi γ ;

$$\gamma = (\omega\mu_0\sigma_3/2)^{1/2} (1 + j) \quad (4.38)$$

c. Persamaan-persamaan untuk model monopole yaitu :

- Admittansi monopole kabel tak berisolasi $Y(L)$;

$$Y(L) = \frac{j4\pi k_3 L}{\psi_{dr}} \left[1 + \frac{(k_3 L)^2 F}{3} - \frac{j(k_3 L)^3}{3(\Omega - 3)} \right] \quad (4.39)$$

di mana : $\Omega = 2 \ln(2L/\alpha)$; $\psi_{dr} = 2 \ln(L/\alpha) - 2$;

¹¹⁰ Ibid, hal. 436

$$F = 1 + \frac{3 \ln 2 - 1}{\Omega - 3}$$

Konstanta-konstanta yang lainnya adalah :

Permeabilitas μ $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m

Konstanta dielektrik ϵ $\epsilon_2 = \epsilon_r \epsilon_0$

$$\epsilon_0 = 8,85 \times 10^{-12} \text{ F/m}$$

$$\epsilon_r = \epsilon(\text{polyethylene}) = 2,25$$

Konduktivitas σ $\sigma_1 = \sigma(\text{tembaga}) = 5,8 \times 10^{+7}$ U/m

$$\sigma_2 = \sigma(\text{air laut}) = 4,0 \text{ U/m}$$

Konstanta Euler $m = 1,781$

Jari-jari kabel berisolasi a_2 (m).

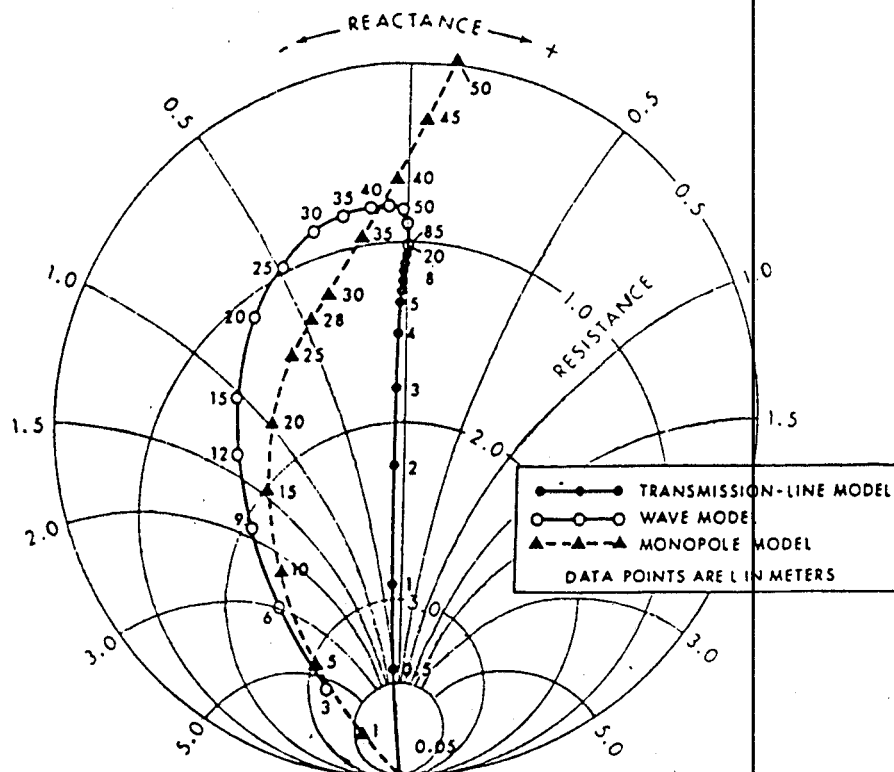
Jari-jari kabel tak berisolasi a_1 (m).

Panjang kabel berisolasi l (m).

Panjang kabel tak berisolasi L (m)

$$\text{Fungsi Bessel orde } n \quad J_n(z) = \left[\frac{z}{2} \right]^n \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(-z^2/4)^k}{k!(k+n)!}$$

Dari ketiga model tersebut kita akan mencoba memasukkan harga $a_1 = 0,0202$ inchi = 0,512 mm pada frekuensi 50 Hz. Pada gambar 4.25 dapat dilihat bahwa dengan persamaan-persamaan yang ada dapat dihitung impedansi masukan ternormalisasi dari konduktor dalam dengan panjang L tertentu. Terlihat pada gambar tersebut, bahwa dengan bertambahnya panjang L untuk model saluran transmisi dan model gelombang akan mendekati harga impedansi 1 Ohm, sedangkan pada model monopole bergerak semakin turun sampai resistansi nol dan reaktansi



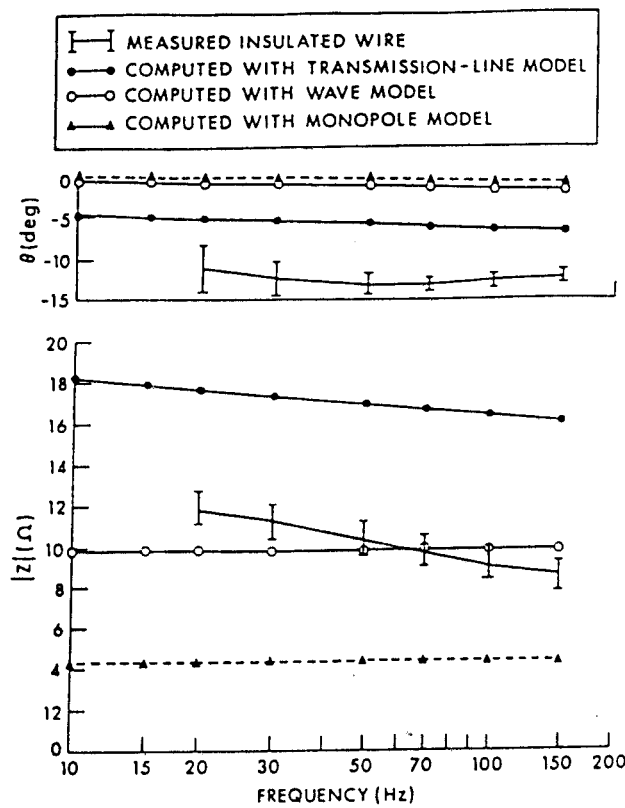
Gambar 4.25¹⁴¹⁾

Impedansi masukan dari konduktor dalam, dengan frekuensi 50 Hz dan $a = 0,0202$ inchi = 0,512 mm.

berharga positif atau dengan kata lain mendekati hubung singkat.

Data yang lain untuk perhitungan impedansi masukan dari konduktor dalam tersebut adalah $l = 4,5$ inchi (11,4 cm), $L = 1$ inchi (2,54 cm), $a = 0,0225$ inchi (0,572 mm), $\alpha = 0,0898$ inchi (2,28 mm), $|Z| = (R^2 + X^2)^{1/2}$, $\theta = \tan^{-1}(X/R)$. Hasil perhitungan ketiga model dan hasil

¹⁴¹⁾ Ibid, hal. 495

Gambar 4.26¹¹²⁾

Grafik impedansi masukan dan sudut fase sebagai fungsi dari frekuensi untuk kabel berisolasi.

pengukuran dari kabel berisolasi tersebut dapat dilihat pada gambar 4.26 di mana grafik harga impedansi masukan dan sudut fase sebagai fungsi dari frekuensi. Terlihat model gelombang mempunyai harga yang mendekati dengan hasil dari pengukuran (antara 9 sampai 12 Ω), dan pada frekuensi sekitar 60 Hz harga dari model tersebut sama dengan hasil pengukuran (10 Ω).

¹¹²⁾ Ibid, hal. 496

Bila kita mengasumsikan bahwa penerima dalam keadaan tanpa noise (*noiseless*) atau dalam keadaan ideal. Impedansi input penerima menjadi terbatas (*infinite*) sehingga konsekuensinya induktansi antena penerima tidak menjadi masalah.

Sedangkan harga resistansi antena penerima R_r terdiri dari tiga komponen yaitu :¹¹³⁾

$$R_r = R_{cu} + R_s + R_{end} \quad (4.40)$$

di mana R_{cu} adalah resistansi kawat tembaga, dan $R_s + R_{end}$ adalah resistansi arus balik dalam laut. R_s dapat disamakan dengan persamaan (4.11) dan R_{end} dapat digambarkan sebagai resistansi pentanahan pada kedua ujung antena.

Tabel 4.4 memperlihatkan diameter kawat dan berat total dari antena penerima sebagai fungsi dari resistansi kawat tembaga (R_{cu}) di mana panjang antena penerima $L_r = 300$ m.

Untuk R_s diberikan perhitungan yang sama dengan persamaan (4.11) :¹¹⁴⁾

$$R_s = \frac{2\pi f\mu_0 L_r}{8} \quad (4.41)$$

di mana R_s : resistansi arus balik dalam laut (Ω);

L_r : panjang antena penerima (m);

f : frekuensi kerja (Hz);

μ_0 : permeabilitas ruang hampa = $4\pi \times 10^{-7}$ H/m.

¹¹³⁾ HE Rove (1974), op. cit., hal. 979

¹¹⁴⁾ Ibid., hal. 974

Tabel 4.4¹¹⁵⁾

Diameter dan berat antenna penerima sebagai fungsi dari resistansi kawat tembaga (R_{cu}) untuk $L_r = 300$ m.

R_{cu} (Ω)	Panjang antenna penerima, $L_r = 300$ m			
	Diameter kawat (mm) (in)		Berat (kg)	total (lb)
10	0,810	0,0319	1,38	3,04
1	2,57	0,101	13,8	30,4
0,1	8,10	0,319	138	304
0,01	25,7	1,01	1380	3040

Untuk R_{end} besarnya bergantung dari geometri dari ujung antenna penerima yaitu bulatan metalik pada ujung akhir yang jauh dari penerima di mana arus dari antenna melalui perbatasan logam dan air laut.

$$R_{end} = \frac{1}{4\pi\sigma_s \times r_d} \quad (4.42)$$

di mana R_{end} resistansi pentanahan kedua ujung antenna (Ω)

σ_s : konduktivitas air laut (U/m);

r_d : jari-jari konduktor antenna penerima (m).

Tegangan thermal noise sangat bergantung dari besarnya R (persamaan 4.40) dan temperatur air laut (T). Sehingga noise ini bersifat Gaussian dengan kerapatan spektral dua sisi (*two-sided spectral density*) sebagai berikut :

$$P_{vn}(f) = 2k T R, \quad -\infty < f < +\infty \quad (4.43)$$

¹¹⁵⁾ Ibid, hal. 974

di mana $P_{vn}(f)$ kerapatan spektral dua sisi;

k : konstanta Boltzmann = $1,38 \times 10^{-23}$ Joule/K;

T : temperatur air laut (K);

R_r : resistansi antena penerima (Ω).

Persamaan-persamaan resistansi dan kerapatan spektral dua sisi tersebut diperlukan dalam contoh aplikasi yang akan dibahas dalam bab aplikasi (bab V).

Setelah bab ini selesai, akan dibahas bab aplikasi yaitu tentang sistem komunikasi ELF dari pemancar di daratan ke kapal selam di lautan disertai perhitungan-perhitungan untuk menentukan besar daya pemancar yang dibutuhkan dari parameter-parameter yang telah diketahui. Dengan memperbandingan sistem penerima tanpa proses non-linear dan sistem penerima dengan proses non-linear, maka kita akan mengetahui penghematan daya pemancar yang dibutuhkan.

BAB V

KOMUNIKASI RADIO ELF BAWAH LAUT

V.1 Umum

Dalam bab ini akan dibahas tentang aplikasi dari sistem komunikasi Extremely Low Frequency (ELF). Salah satu contohnya adalah aplikasi tentang sistem komunikasi dari pemancar di darat ke penerima kapal selam di dalam lautan. Pembahasan yang kita lakukan lebih banyak mengambil dari artikel dari H.E. Rowe.

Dengan menggunakan parameter-parameter yang telah diketahui seperti frekuensi gelombang pembawa, kedalaman kapal selam, konduktivitas air laut, dan lainnya, akan sangat menunjang dalam perhitungan-perhitungan untuk proses sinyal yang diterima. Proses penerimaan sinyal yang dipakai dalam kapal selam adalah proses non-linear yaitu proses yang menggunakan equalizer untuk mengekualisasi (*equalized*) phase dan amplitudo sinyal serta ditambahkan suatu limiter untuk mendapatkan sinyal yang lebih efektif dari pengaruh noise.

Karena frekuensi ELF sangat rendah sehingga laju bit datanya juga rendah yaitu 1 bit per detik, maka sistem yang cocok untuk keadaan tersebut adalah sistem Frequency Shift Keying (FSK). Sinyal FSK yang dipancarkan akan dipengaruhi oleh noise atmosfer yang mempunyai model matematis tertentu. Kita juga akan membandingkan pengaruh

noise tersebut bila tanpa proses non-linear dan bila menggunakan proses non-linear. Sehingga akan terlihat proses non-linear akan mengurangi noise yang berubah-ubah pada input penerima FSK dan juga akan mengurangi daya pancar yang dibutuhkan pada pemancar.

V.2 Parameter-parameter yang Diketahui

Sketsa dari sistem komunikasi radio ELF bawah laut dapat dilihat pada gambar 5.1. Sebagai contoh dari parameter-parameter yang digunakan untuk sistem komunikasi tersebut dapat dinyatakan sebagai berikut :¹¹⁶

Frekuensi pembawa :

$$f_c = 45 \text{ Hz} \quad (5.1)$$

Kedalaman kapal selam :

$$z = 251,6 \text{ m} = 825,5 \text{ feet} \quad (5.2)$$

Jari-jari bumi :

$$a = 6,371 \times 10^6 \text{ m} \quad (5.3)$$

Jarak pemancar dan penerima = 1/4 keliling bumi :

$$\frac{d}{a} = \frac{\pi}{2} ; \quad d = 10^7 \text{ m} = 6213 \text{ mil} \quad (5.4)$$

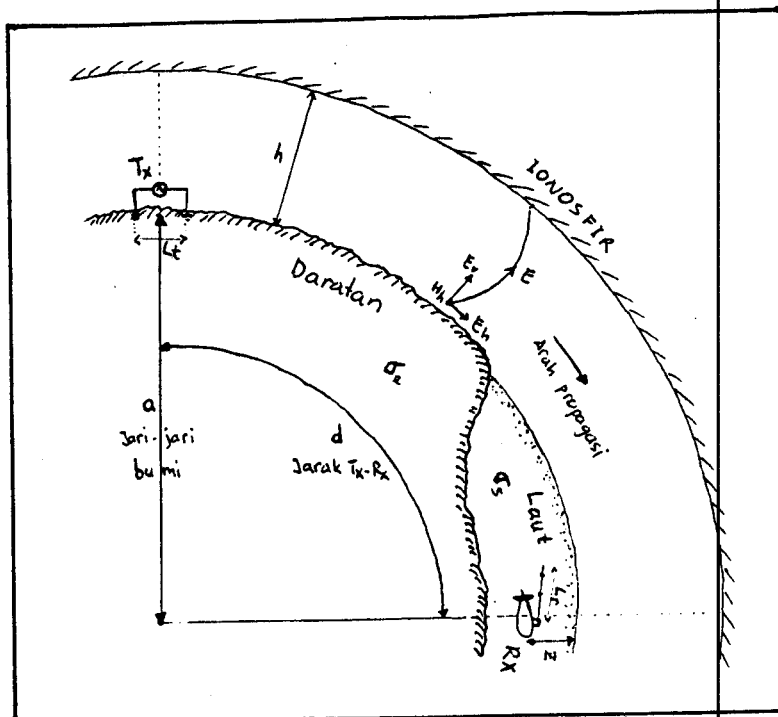
Tinggi efektif ionosfer :

$$h = 8 \times 10^4 \text{ m} \quad (5.5)$$

Konduktivitas tanah dekat antena pemancar yaitu di daerah Wisconsin :

$$\sigma_e = 1,2 \times 10^{-4} \text{ U/m} \quad (5.6)$$

¹¹⁶ Ibid, hal. 371



Gambar 5.1

Sketsa sistem komunikasi radio ELF bawah laut.

Konduktivitas air laut :

$$\sigma_s = 4 \text{ U/m} \quad (5.7)$$

Panjang antenna pemancar :

$$L_t = 10^6 \text{ m} = 621,3 \text{ mil} \quad (5.8)$$

Panjang antenna penerima :

$$L_r = 300 \text{ m} = 984,3 \text{ feet} \quad (5.9)$$

Laju data (data rate) :

$$R = 1 \text{ bit/s} \quad (5.10)$$

(Energi per bit)/(noise power/Hz) pada input penerima binary FSK :

$$10 \log_{10} \frac{E_b}{N_b} = 5 \text{ dB}; \quad \frac{E_b}{N_b} = 3,162 \quad (5.11)$$

$E_b \equiv$ energi/bit

$N_b \equiv$ noise spectral density

Temperatur air laut :

$$T = 300 \text{ K} \quad (5.12)$$

Catatan untuk panjang gelombang di ruang hampa adalah $\lambda = c/f = 6,667 \times 10^6 \text{ m}$ dan $\lambda/a = 1,046$ maka secara kasar panjang gelombang di ruang hampa adalah sama dengan jari-jari bumi.

V.3 Dasar-dasar Sistem Komunikasi Radio

V.3.1 Antena Pemancar dan Propagasi

Antena pemancar berupa kawat/kabel horizontal yang berisolasi dengan kedua ujungnya ditanahkan (*grounded*) atau disebut juga antena Beverage. Dari karakteristik di atas didapatkan kedalaman kulit (*skin depth*) seperti dalam persamaan 2.1 yaitu :

$$\delta_o = \frac{1}{(\pi f_c \mu_o \sigma_o)^{1/2}} = 6849 \text{ m} = 4,255 \text{ mile} \quad (5.13)$$

di mana $\mu_o = 4\pi \times 10^{-7} \text{ H/m}$ = permeabilitas ruang hampa.

Dengan adanya arus loop / arus balik dari antena tersebut maka timbullah resistansi tanah (R_o) seperti pada persamaan 4.11 yaitu :¹¹⁷⁾

$$R_o = \frac{2\pi f_c \mu_o L}{8} = 44,41 \Omega, \quad L \gg \delta_o \quad (5.14)$$

¹¹⁷⁾ Ibid, hal. 872

Kita asumsikan bahwa tanah dan ionosfir merupakan penghantar yang baik untuk frekuensi 45 Hz dan dengan mode propagasi gelombang datar (TEM) didapatkan medan listrik vertikal E_z dan medan magnetik horisontal H_x seperti pada persamaan 3.11 dan 3.12 yaitu :

$$|E_z| = \left[\frac{2\pi\mu_0}{c} \right]^{1/2} \frac{f_c |I| L_t \left[\frac{d/a}{\sin(d/a)} \right]^{1/2} \exp(-\alpha d)}{2h\omega_0^{1/2}} \cos \theta$$

$$H_x = \left[\frac{\epsilon_0}{\mu_0} \right]^{1/2} E_z$$

Kecepatan cahaya di ruang hampa adalah :

$$c = \frac{1}{(\epsilon_0\mu_0)^{1/2}} = 3 \times 10^8 \text{ m/s} \quad (5.15)$$

θ adalah sudut antara garis arah dari pemancar ke penerima dengan garis arah pola radiasi antenna pemancar.

Kita asumsikan :

$$\theta = 0 \quad (5.16)$$

di mana pola radiasi dari antenna pemancar mengarah tepat ke kapal selam.

I adalah arus kompleks dari antenna pemancar yang mewakili bentuk sinusoidal. Sehingga arus nyata antenna adalah :

$$i(t) = |I| \cos(2\pi \cdot 45t + \angle I) \quad (5.17)$$

α adalah redaman atmosfer yang diukur dari propagasi gelombang elektromagnetik ELF dari pemancar ke penerima. Pengukuran yang telah dilakukan oleh W.L. Taylor dan K. Sao pada frekuensi 45 Hz di daerah Pasific adalah 0,7

dB/Mm untuk propagasi Barat ke Timur dan 0,9 dB/Mm untuk propagasi Timur ke Barat. Atau dapat kita lihat dari pengukuran yang dilakukan oleh D.G. Deeks pada gambar 3.8 yaitu laju redaman pada malam hari pada frekuensi 45 terlihat laju redaman sebesar 0.8 dB/1000 km. Maka kita asumsikan redaman rata-rata adalah 0,8 dB/Mm sehingga :

$$\alpha = 9,210 \times 10^{-8} \text{ neper/m} \quad (5.18)$$

Dengan demikian untuk harga :

$$\exp (-\alpha d) = 0,3981 \quad (5.19)$$

Daya yang diradiasikan/dipancarkan oleh antenna pemancar dapat dihitung dengan mengabaikan rugi-rugi transmisi di tanah dan ionosfer. Dengan $\alpha = 0$, persamaan 3.11 dan 3.12 didapatkan harga pendekatan untuk daya radiasinya seperti pada persamaan 4.12 yaitu :

$$P_{rad} = \frac{1}{h\omega} \left[\frac{\pi f_c |I| L_t}{2c} \right]^2$$

Karena $P_{rad} = \frac{1}{2} |I|^2 R_{rad}$, maka resistansi pancar / resistansi radiasinya seperti pada persamaan 4.13 yaitu :

$$R_{rad} = \frac{2}{h\omega} \left[\frac{\pi f_c L_t}{2c} \right]^2 = 0,01156 \, \Omega \quad (5.20)$$

Terlihat bahwa R_{rad} sangat kecil dibandingkan dengan resistansi tanah R_0 pada persamaan 5.14, sehingga sebagian besar daya pancar menjadi energi panas di dalam tanah dan sebagian kecil (kurang dari 0,026 persen) yang diradiasikan.

Jadi kita dapat menghitung persamaan 3.11 dengan parameter yang telah diketahui [(5.1), (5.4)-(5.6), dan (5.8)] serta diasumsikan antena mengarah langsung ke kapal selam (5.16) dan redaman atmosfer secara experimental dalam (5.18) dan (5.19), maka :

$$|E| = 6,573 \times 10^{-7} |I| \quad (5.21)$$

V.3.2 Antena Penerima dan Thermal Noise

Dari pembahasan bab terdahulu tentang antena penerima yaitu antena kawat yang ditarik oleh kapal selam, kita mendapatkan persamaan resistansi antena penerima R seperti pada persamaan 4.40 yaitu :¹¹⁸⁾

$$R = R_{cu} + R_s + R_{nd}$$

Untuk harga resistansi kawat tembaga R_{cu} dapat dilihat pada tabel 4.4 di mana kita memilih diameter kawat yang cocok yaitu 0,1 inchi sehingga :

$$R_{cu} = 1 \Omega \quad (5.22)$$

Untuk R_s diberikan perhitungan yang sama dengan persamaan 4.11 yaitu :

$$R_s = \frac{2\pi f \mu_0 L^2}{8} = 2,961 \times 10^{-4} f \quad (5.23)$$

Dengan $f_c = 45$ Hz maka harga R_s sangat kecil dibandingkan R_{cu} sehingga R_s dapat diabaikan.

Untuk R_{nd} besarnya bergantung dari diameter dari konduktor antena penerima seperti pada persamaan 4.42

¹¹⁸⁾ Ibid, hal. 373

berikut ini di mana r_d mewakili jari-jari dari konduktor antenna penerima dan σ adalah konduktivitas air laut.

$$R_{\text{end}} = \frac{1}{4\pi\sigma \times r_d} = \frac{0,01989}{r_d} \quad (5.24)$$

Bila diambil contoh diameter = 1 cm ($r_d = 0,005$ m) maka $R_{\text{end}} = 3,978$, dan bila harga diameter = 1 m ($r_d = 0,5$ m) maka $R_{\text{end}} = 0,03978$. Terlihat untuk radius 1 m terlalu besar dan untuk radius 1 cm terlalu kecil, maka kita asumsikan :

$$R_{\text{end}} = 1 \, \Omega \quad (5.25)$$

Dari hasil persamaan (5.22) dan (5.25) kita dapat menghitung persamaan 4.40 yaitu resistansi antenna penerima sebesar :

$$R = 2 \, \Omega \quad (5.26)$$

Thermal noise dari antenna penerima muncul dari resistansi R dalam persamaan (5.26) pada temperatur air laut dalam persamaan (5.12) dan noise ini bersifat Gaussian dengan kerapatan spektral dua sisi (*two-sided spectral density*) seperti pada persamaan 4.43 yaitu :

$$P_{\text{vn}}(f) = 2k \cdot TR = 1,657 \times 10^{-20}, \quad -\infty < f < +\infty \quad (5.27)$$

Sumber-sumber noise yang lain seperti pengaruh kecepatan kapal selam, bahan material dari elektrode dan pengaruh dari medan magnetik bumi pada antenna penerima, kita abaikan untuk mempermudah perhitungan meskipun sebenarnya ada sedikit pengaruhnya pada sistem penerimaan.

V.3.3 Transfer Function dari Permukaan Laut ke Kapal Selam

Gelombang datar yang diwakili oleh medan listrik vertikal (E_z) merambat pada waveguide ionosfer-bumi secara langsung di atas kapal selam dan arah propagasinya yang mengarah pada antenna penerima yang ditarik kapal selam tersebut. Dengan masuknya gelombang datar pada dua medium yang berbeda konduktivitasnya (udara ke air laut) didapatkan persamaan medan listrik horisontal dan medan magnetik di bawah permukaan air laut seperti pada persamaan 3.13 dan 3.14 yaitu :

$$E_H |_{z=0} = \left[\frac{j2\pi f\mu_0}{\sigma_s} \right]^{1/2} ; \quad H = \left[\frac{j2\pi f\epsilon_0}{\sigma_s} \right]^{1/2} E_z$$

Substitusi dengan harga σ_s pada persamaan (5.7) maka :¹¹⁹⁾

$$E_H |_{z=0} = 3,727 \times 10^{-6} (jf)^{1/2} E_z \quad (5.28)$$

Medan listrik horisontal pada kedalaman z di laut dinyatakan sebagai berikut :

$$\begin{aligned} E_H &= \exp \left[- (j2\pi f\mu_0\sigma_s)^{1/2} z \right] \cdot E_H |_{z=0} \\ &= \exp \left[- 5,620 \times 10^{-3} z (jf)^{1/2} \right] \cdot E_H |_{z=0} \end{aligned} \quad (5.29)$$

Bila pada persamaan (5.2) kedalaman $z = 825,5$ feet maka persamaan (5.29) menjadi :

$$E_H = \exp \left[- (j2f)^{1/2} \right] \cdot E_H |_{z=0} \quad (5.30)$$

¹¹⁹⁾ Ibid, hal. 974

Gabungan persamaan (5.28) dan (5.30) yaitu :

$$E_H = 3,727 \times 10^{-6} (jf)^{1/2} \exp \left[- (j2f)^{1/2} \right] \cdot E_z \quad (5.31)$$

Tegangan kompleks open-circuit (V_{oc}) yang dihasilkan oleh antenna penerima adalah :

$$V_{oc} = E_H L_r \cos \phi \quad (5.32)$$

Dimana kita asumsikan $\phi = 0$ yaitu sudut antara E_H dan antenna penerima berorientasi pada arah yang tepat sama. Kita gabungkan harga L_r dalam persamaan (5.9) dengan persamaan (5.31) dan (5.32) maka hasilnya adalah :

$$V_{oc} = 1,118 \times 10^{-8} \cos \phi \cdot H(f) \cdot E_z \quad (5.33)$$

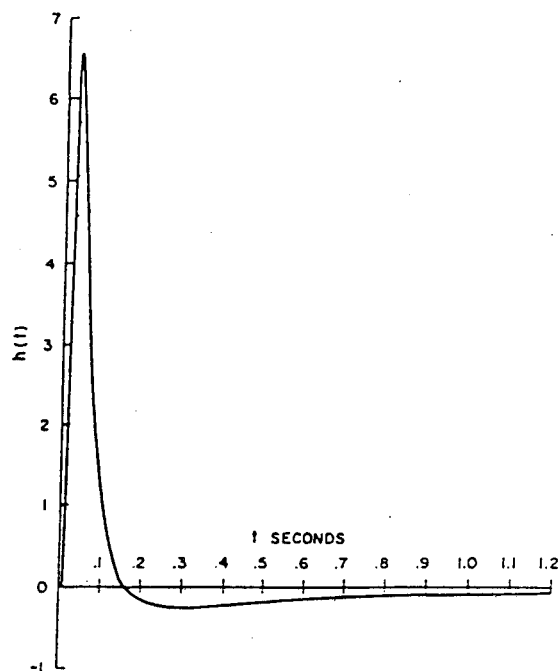
$$H(f) = (jf)^{1/2} \exp \left[- (j2f)^{1/2} \right] \quad (5.34)$$

$H(f)$ adalah transfer function ternormalisasi dan $1,118 \times 10^{-8} \cdot \cos \phi \cdot H(f)$ adalah transfer function overall yang sebenarnya dari medan listrik vertikal gelombang datar di atas laut ke tegangan open-circuit pada keluaran antenna penerima di kapal selam.

Impulse response yang berhubungan dengan hal di atas adalah :

$$h(t) \equiv \int_{-\infty}^{\infty} H(f) \exp (j2\pi ft) df \quad (5.35)$$

di mana $H(f)$ dapat diganti dengan persamaan (5.34). Transformasi Laplace dari impulse response ternormalisasi $h(t)$ menghasilkan persamaan $(0,5s/\pi)^{1/2} \exp \left[-(s/\pi)^{1/2} \right]$, dan dengan menggunakan tabel standard maka :

Gambar 5.2¹²⁰

Impulse response ternormalisasi dari medan listrik gelombang datar di atas laut ke tegangan open-circuit antenna penerima pada kapal selam.

$$h(t) = \begin{cases} \pi^{1/2} \frac{(1-2\pi t) \exp [-0.5/(2\pi t)]}{(2\pi t)^{5/2}}, & t > 0 \\ 0, & t < 0 \end{cases} \quad (5.36)$$

Transfer function ini adalah kausal dan pada gambar 5.2 ditunjukkan grafik dari impulse response ternormalisasi tersebut dengan kedalaman $z = 825.5$ feet dan konduktivitas air laut $\sigma_s = 4$ U/m. Terlihat adanya pulsa positif pendek dengan durasi 0,16 s, dan diikuti dengan harga negatif yang panjang dengan magnitudo yang lebih kecil.

¹²⁰ Ibid, hal. 375

Kita nyatakan suatu tegangan sinyal open-circuit pada keluaran terminal antenna penerima adalah V_s . Kemudian kita substitusikan dengan $f = 45 \text{ Hz}$, $\phi = 0$, dan persamaan (5.21) ke dalam persamaan (5.33) dan (5.34),

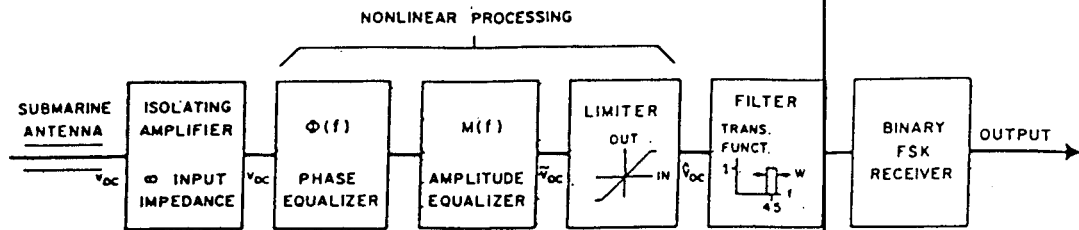
$$|V_s| = 6.018 \times 10^{-12} |I| \quad (5.37)$$

Persamaan (5.37) merupakan tegangan puncak sinyal open-circuit pada antenna penerima di kapal selam di mana akibat dari arus puncak pada antenna pemancar.

Persamaan (5.33)-(5.36) digunakan untuk mengatasi atmospheric noise, di mana statistik thermal noise open-circuit telah dinyatakan dalam persamaan (5.27).

V.3.4 Bandwidth Penerima dan Signal-to-Noise Ratio

Pada gambar 5.3 terlihat blok diagram dari penerima sederhana dengan beberapa komponen dari proses non-linear. Noise yang terjadi di antaranya adalah thermal noise akibat dari temperatur air laut, shot noise akibat dari atmospheric noise yaitu kilat/halilintar (*lightning*). Thermal noise disebut juga Gaussian. Jika shot noise berupa pulsa-pulsa yang bermagnitudo hampir sama, dan kemunculannya rata-rata lebih besar dibandingkan dengan bandwidth W dari filter pada gambar 5.3, maka noise tersebut juga disebut Gaussian. Kita nyatakan N_b adalah kerapatan spektral satu sisi (*one-sided spectral density*) dari total Gaussian noise pada keluaran filter, di mana mencakup thermal dan shot noise.

Gambar 5.3¹²¹⁾

Penerima pada kapal selam dengan proses non-linear.

Daya sinyal yang dibutuhkan pada keluaran (*output*) filter atau masukan (*input*) penerima binary FSK, dinyatakan dari persamaan (5.10) dan (5.11) sebagai :

$$S = E_b R = 3,162 N_b \quad (5.38)$$

Kapasitas Shannon dari kanal terakhir pada keluaran filter dari penerima FSK dengan asumsi daya sinyal dari persamaan (5.38) adalah :

$$\begin{aligned} C &= W \log_2 \left[1 + \frac{S}{N_b W} \right] \\ &= W \log_2 \left[1 + \frac{3,162}{W} \right] \text{ bits/s} \end{aligned} \quad (5.39)$$

C adalah nada tunggal (monotone) yang meningkat seiring dengan naiknya bandwidth W , dan mencapai harga maksimum pada $W = \infty$;

¹²¹⁾ Ibid., hal. 976

$$C_{\max} = \frac{1}{\ln 2} \frac{S}{N_0} = 4,563 \text{ bits/s} \quad (5.40)$$

Laju data 1 bit/s pada persamaan (5.10) untuk penerima binary FSK dapat dicapai penerima Shannon secara ideal pada bandwidth :

$$W_{\text{ideal}} = 0,274 \text{ Hz} \quad (5.41)$$

Hasil di atas didapatkan dengan memberikan anggota persamaan (5.39) sebelah kanan dengan harga $\gamma = 1$. Pada kenyataannya dibutuhkan bandwidth yang lebih besar untuk mendapatkan laju transmisi 1 bit/s. Dari sini kita mengasumsikan laju transmisi 1 bit/s sangat sesuai dengan laju kesalahan yang rendah (*low error rate*), sehingga diambil bandwidth W yang lebih besar dari bandwidth W_{ideal} yaitu $W \approx 1 \text{ Hz}$.

V.3.5 Statistika Atmospheric Noise

Atmospheric noise (noise atmosfer) merupakan salah satu faktor yang membatasi keberadaan suatu sistem komunikasi. Seperti adanya kilat di atmosfer, di mana rata-rata 100 kilat per detiknya terjadi di sekeliling bumi, sehingga pada redaman propagasi 45 Hz menyumbang atmospheric noise secara impulsif. Atmospheric noise tersebut berupa gelombang datar impulsif dengan sudut kedatangan dan waktu yang acak.

Statistika sederhana untuk menyatakan hal tersebut adalah kerapatan spektral atmospheric noise. Level noise yang biasa dinyatakan dalam dB dan berharga di atas 1

$\mu\text{V/m}$ pada bandwidth 1 Hz, atau disebut sebagai D . Keberadaan D tidak banyak berbeda dengan frekuensi dalam jalur yang diukur di mana berkembang mulai 0 sampai beberapa kali dari frekuensi pembawa (45 Hz). Akan tetapi D sangat bergantung pada lokasi geografis, musim, waktu pengukuran, dan juga lokasi badai yang terjadi.

Jadi tidak ada model sederhana yang menggambarkan secara lengkap dari fenomena ini. Sehingga kita membuat beberapa asumsi untuk studi ini yaitu :¹²²⁾

1. Atmospheric noise yang dimaksud adalah berupa white noise yaitu gelombang datar impulsif dengan waktu kemunculan seperti persamaan Poisson yang seimbang dan sudut kedatangannya yang acak dengan terdistribusi dari $0-2\pi$, di mana satu impuls untuk setiap kilat yang terjadi.
2. Level noise D dengan besar 50 dan 60 dB di atas 1 $\mu\text{V/m}$ pada bandwidth 1 Hz. Dengan dua model matematika dari atmospheric noise tersebut maka kita dapat mengasumsikan level noise D ini.
 - a. Untuk $D = 50$ dB, kita mengasumsikan bahwa noise datang dari dari badai jauh (*remote thunderstorms*). Sehingga model noise tersebut disebut sebagai sebuah kumpulan proses acak yang tetap dan tunggal dari impuls yang serba sama magnitudonya, waktu kemunculan serupa

¹²²⁾ Ibid., hal. 376

Poisson dengan laju rata-rata 100 pulsa/s, dan sudut kedatangan terdistribusi yang tertentu (*independent*). Kita menyebutnya sebagai "atmospheric noise berkomponen tunggal".

- b. Untuk $D = 60$ dB, kita mengasumsikan bahwa noise berisi dua komponen yang berdiri sendiri, salah satu darinya seperti yang dijelaskan pada item a. di atas, dan yang lainnya mempunyai bentuk yang hampir sama tetapi dari impuls yang lebih besar magnitudonya dan laju rata-ratanya lebih kecil, yaitu 10 pulsa/s, yang disebabkan oleh badai dekat (*nearby thunderstorms*). Kita menyebutnya sebagai "atmospheric noise berkomponen dua".

Medan listrik vertikal dari atmospheric noise yang berada pada permukaan air laut dinyatakan sebagai :

$$e_a(t) = A_1 \sum_i \delta(t - t_{1i}) + A_2 \sum_j \delta(t - t_{2j}) \quad (5.42)$$

Untuk noise berkomponen tunggal, $A_2 = 0$. Waktu kemunculan t_{1i} dan t_{2j} adalah berdiri sendiri dan proses Poisson dengan laju λ_1 dan λ_2 diberikan harga sebagai berikut :

$$\lambda_1 = 100 \text{ s}^{-1}, \quad \lambda_2 = 10 \text{ s}^{-1} \quad (5.43)$$

Pulsa ke i dan j merambat pada sudut ϕ_{1i} dan ϕ_{2j} , di mana keduanya berdiri sendiri, serba sama, bervariasi acak dan terdistribusi $0-2\pi$. Maka kerapatan spektral dua sisi

dari e_n adalah :

$$P_{e_n}(f) = (A_1\lambda_1 + A_2\lambda_2)^2 \delta(f) + A_1^2\lambda_1 + A_2^2\lambda_2, \quad -\infty < f < +\infty \quad (5.44)$$

bentuk pertamanya akan merepresentasikan sinyal dc, bentuk kedua dan ketiga akan merepresentasikan white noise. Medan rms pada bandwidth 1 Hz menghasilkan :

$$\langle e_n^2(1 \text{ Hz}) \rangle^{1/2} = [2(A_1^2\lambda_1 + A_2^2\lambda_2)]^{1/2} \text{ V/m} \quad (5.45)$$

Jadi D dapat mengukur besarnya noise dari persamaan (5.45) dalam dB dengan batasan $1 \mu\text{V/m}$.

$$D = 20 \log_{10} \frac{[2(A_1^2\lambda_1 + A_2^2\lambda_2)]^{1/2}}{10^{-6}}$$

$$A_1^2\lambda_1 + A_2^2\lambda_2 = 10^{(D/10 - 12,901)} \quad (5.46)$$

Untuk noise berkomponen tunggal $D = 50 \text{ dB}$, $A_2 = 0$, λ_1 pada persamaan (5.43) dan A_1 didapatkan dari persamaan (5.46);

$$\left. \begin{array}{l} A_1 = 2,236 \times 10^{-5} \\ A_2 = 0 \end{array} \right\} \text{ noise berkomponen tunggal} \quad (5.47)$$

Untuk noise berkomponen dua $D = 60 \text{ dB}$, A_1 sama dengan persamaan (5.47), λ_1 dan λ_2 pada persamaan (5.43), dan A_2 didapatkan dari persamaan (5.46);

$$\left. \begin{array}{l} A_1 = 2,236 \times 10^{-5} \\ A_2 = 2,121 \times 10^{-4} \end{array} \right\} \text{ noise berkomponen dua} \quad (5.48)$$

Tegangan open-circuit pada antena penerima di kapal selam menyebabkan atmospheric noise menjadi va. Maka de-

ngan kedalaman pada persamaan (5.2), panjang antena pada persamaan (5.9), dan persamaan (5.33)-(5.36) dan (5.42) ;

$$v_a(t) = 1,118 \times 10^{-9}$$

$$\cdot \left\{ A_1 \sum_i \cos \phi_{1i} \cdot h(t-t_{1i}) + A_2 \sum_j \cos \phi_{2j} \cdot h(t-t_{2j}) \right\} \quad (5.49)$$

dengan A_1 dan A_2 pada persamaan (5.47) atau (5.48). Maka kerapatan spektral dua sisinya adalah :

$$P_{v_a}(f) = \begin{cases} 3,125|f| \cdot \exp [-2|f|^{1/2}] \times 10^{-14}, \\ \text{noise berkomponen tunggal} \\ 3,125|f| \cdot \exp [-2|f|^{1/2}] \times 10^{-13}, \\ \text{noise berkomponen dua} \end{cases} \quad (5.50)$$

Kedua model noise ini tidak mencakup keseluruhan atmospheric noise yang ada. Tetapi model ini akan memberikan pembatasan umum pada unjuk kerja penerima di kapal selam, sehingga memberikan hasil yang cukup akurat untuk mewakili contoh (*sample*) atmospheric noise yang diperlukan dalam studi ini.

V.4 Sistem Penerima Tanpa Proses Non-linear

Bila pada penerima seperti gambar 5.3, kita asumsikan tanpa proses non-linear maka tegangan open-circuit pada keluaran antena v_{oc} , akan langsung menuju masukan dari filter. Tegangan ini merupakan penjumlahan dari sinyal, thermal noise dan noise atmosfer.

$$v_{oc}(t) = v_s(t) + v_n(t) + v_a(t) \quad (5.51)$$

Tegangan sinyal $v_s(t)$ adalah sinusoidal dengan frekuensi 45 Hz. Dari persamaan (5.37) harga puncaknya

adalah :

$$|V_s| = 6,018 \times 10^{-12} |I| \quad (5.52)$$

Thermal noise $v_n(t)$ adalah Gaussian dengan kerapatan spektral dua sisi seperti pada persamaan (5.27) adalah :

$$P_{v_n}(f) = 1,657 \times 10^{-20} \quad (5.53)$$

Atmospheric noise $v_a(t)$ terdapat pada persamaan (5.47)-(5.49). Laju pulsa rata-rata untuk dua komponen tersebut adalah 100 dan 10 pulsa/s seperti pada persamaan (5.43). Dengan bandwidth $W \approx 1$ Hz noise atmosfer pada keluaran filter akan mendekati Gaussian baik untuk model noise berkomponen tunggal maupun berkomponen dua. Sehingga didapatkan kerapatan spektral dua sisi pada frekuensi 45 Hz seperti pada persamaan (5.50) yaitu :

$$P_{v_a}(45) = \begin{cases} 2,096 \times 10^{-18}, & \text{noise berkomponen tunggal} \\ 2,096 \times 10^{-17}, & \text{noise berkomponen dua} \end{cases} \quad (5.54)$$

Noise pada keluaran filter adalah Gaussian, yang berupa kerapatan spektral dari penjumlahan persamaan (5.53) dan (5.54). Kita akan menghitung seberapa pentingnya keberadaan thermal noise dan atmospheric noise tersebut. Perbandingannya adalah :

$$\frac{P_{v_n}(45)}{P_{v_a}(45)} = \begin{cases} 7,906 \times 10^{-3}, & \text{noise berkomponen tunggal} \\ 7,906 \times 10^{-4}, & \text{noise berkomponen dua} \end{cases} \quad (5.55)$$

di mana kedalaman kapal selam $z = 825,5$ feet dan panjang antenna penerima $L_r = 300$ m. Dengan kondisi ini, thermal noise jelas tidak penting dan dapat menggunakan antenna

penerima yang lebih pendek. Untuk $L_r \neq 300$ m, maka $P_{wa}(f)$ dikalikan dengan $\frac{1}{2} (1 + L_r/300)$ dan $P_{wa}(f)$ dikalikan dengan $(L_r/300)^2$, sehingga persamaan (5.55) dikalikan dengan sebuah faktor yaitu $2 (1 + L_r/300)/(L_r/300)^2$. Panjang antenna penerima \bar{L}_r di mana thermal noise dan atmospheric noise dibuat sama dengan noise penerima pada kedalaman 825,5 feet maka didapatkan :

$$\bar{L}_r = \begin{cases} 40,17 \text{ m, noise berkomponen tunggal} \\ 12,17 \text{ m, noise berkomponen dua} \end{cases} \quad (5.56)$$

Jadi $L_r = 300$ m sudah cukup untuk membuat thermal noise tidak penting untuk penerima yang sederhana ini.

Kita juga akan menentukan daya pemancar yang dibutuhkan. Dengan mengabaikan thermal noise pada persamaan (5.55), maka dari persamaan (5.38) didapatkan :

$$\frac{1}{2} |V_o|^2 = 3,162 \times 2 P_{wa}(45) \quad (5.57)$$

Dari harga $|I|$ yaitu harga puncak dari antenna pemancar dengan cara mensubstitusikan persamaan (5.52) dan (5.54) ke dalam persamaan (5.57), didapatkan daya pemancar :

$$P_t = \frac{1}{2} |I|^2 R_o \quad (5.58)$$

di mana R_o sama seperti pada persamaan (5.14) dan hasilnya dapat dilihat pada tabel 5.1 berikut ini.

Jadi sistem yang dihasilkan ini tidak begitu baik karena perlu daya pemancar yang besar yaitu 162,5 MW. Tetapi hasil ini tetap berlaku untuk antenna penerima yang lebih pendek dari $L_r = 300$ m dan lebih dalam dari $z = 251,6 \text{ m} = 825,5 \text{ feet}$.

Tabel 5.1¹²⁹⁾

Hasil perhitungan I dan P_t untuk $D = 50$ dB dan 60 dB.

	Noise berkomponen tunggal	Noise berkomponen dua
D (dB)	50	60
I (A)	855,6	2706
P_t (MW)	16,25	162,5

Sistem penerima ini tidak memberikan keuntungan dari segi perbedaan statistik di antara atmospheric noise yaitu shot (impuls) noise dan Gaussian noise (termasuk thermal noise). Kemajuan yang terjadi akan dibahas pada sub-bab berikut ini. Dengan kemajuan tersebut diharapkan dapat mengatasi baik noise berkomponen tunggal maupun noise berkomponen dua, sehingga efek dari badai dekat (*nearby thunderstorm*) dapat diatasi dengan proses non-linear.

V.5 Sistem Penerima Dengan Proses Non-linear

V.5.1 Proses Non-linear untuk Atmospheric Noise

Berkomponen Tunggal

Bila penerima pada gambar 5.3 kita pakai secara lengkap yaitu dengan melalui proses non-linear, kita akan membahas pengaruhnya terhadap model atmospheric noise berkomponen tunggal. Kita juga mengasumsikan bahwa tidak ada badai dekat. Level noise pada permukaan air laut

¹²⁹⁾ Ibid, hal. 978

sebesar $D = 50$ dB di atas $1 \mu\text{V/m}$ dalam 1 Hz, dan berketetapan Poisson dengan laju rata-rata 100 pulsa/s. Hasil dari Poisson noise pada masukan penerima adalah pulsa-pulsa seperti pada gambar 5.2, tetapi berbeda magnitudo akibat $\cos \alpha$ pada persamaan (5.49). Konsekuensinya noise atmosfer yang sesaat adalah penjumlahan dari banyaknya pulsa-pulsa yang saling menumpuk (*overlapping pulses*), sehingga akan mendekati Gaussian.

Untuk membedakan shot noise ini dari thermal noise Gaussian yang sebenarnya akibat temperatur air laut, penerima pertama kali harus mengekualisasi (menyamakan / meratakan) dengan equalizer, transfer function dari persamaan (5.34) menjadi frekuensi yang cukup tinggi, dan mengembalikan atmospheric noise Gaussian menjadi sebuah impulse noise di mana merupakan respon dari kilatan halilintar yang individual (bentuk pertama dari persamaan (5.42)), sehingga hal ini merupakan pemisahan yang sangat penting. Proses equalizer ini tidak mempengaruhi banyak bentuk sinyal, hanya akan mengubah level sinyalnya. Bandwidth B dari respon penyamaan secara menyeluruh (*overall*) akan meningkat, dan pulsa-pulsa noise yang diekualisasi akan menjadi lebih sempit dan lebih tinggi, di mana pendekatan impuls-impuls tersebut sebagai $B \rightarrow \infty$. Ketika puncak-puncak pulsa melebihi tegangan sinyal ditambah thermal noise, puncak-puncak tersebut akan diubah oleh sebuah limiter (pembatas), sehingga

mengurangi efek dari atmospheric noise. Jika thermal noise dan noise lainnya tidak ada, maka $B \rightarrow \infty$ dan efek dari atmospheric noise akan dapat dikurangi secara besar dengan limiter tersebut. Bagaimanapun juga thermal noise membatasi kemajuan yang terjadi, di mana penguatan proses penyamaan akan meningkat secara cepat dengan frekuensi dan hasil thermal noise pada frekuensi tinggi pada akhirnya akan mengisi pulsa-pulsa noise yang terekualisasi.

Pembahasan secara lengkap penerima pada gambar 5.3 akan menentukan equalizer yang optimum dan karakteristik dari limiter. Tetapi pembahasan awal tidak mencoba hal tersebut melainkan membuat beberapa asumsi sebagai berikut :¹²⁴⁾

1. Transfer function yang terekualisasi secara keseluruhan (*overall*), dari medan listrik permukaan laut E_z menjadi amplitudo keluaran equalizer sebagai \tilde{V}_{oc} seperti pada gambar 5.3 yaitu Gaussian.
2. Keluaran limiter sama dengan masukannya bila berada di bawah threshold, dan keadaan jenuh (*saturation*) untuk masukan yang lebih besar dari threshold. Kita mengasumsikan bahwa threshold dari limiter ditentukan oleh penjumlahan dari puncak sinyal hasil ekualisasi ditambah empat

¹²⁴⁾ Ibid., hal. 378

kali dari standard deviasi dari noise thermal hasil ekualisasi, bila melebihi level ini maka puncak atmospheric noise hasil ekualisasi akan dipotong. Kondisi yang lebih baik mungkin didapatkan dengan threshold yang rendah, tetapi asumsi ini mengijinkan penyelesaian dengan pendekatan sederhana yang menggambarkan tingkah laku umumnya.

Dari asumsi 1 di atas, persamaan (5.33) dan gambar 5.3, kita dapatkan :

$$P(f) = H(f) \Phi(f) M(f) = \exp \left[- \left[\frac{f}{B} \right]^2 \right] \quad (5.59)$$

Dari asumsi panjang antena dan kedalaman kapal selam pada persamaan (5.9), (5.2), dan (5.33), kita dapatkan :

$$\tilde{V}_{oc} = 1,118 \times 10^{-8} \cos \theta \cdot P(f) E_z \quad (5.60)$$

$P(f)$ adalah transfer function hasil ekualisasi yang ternormalisasi, dengan bandwidth B sebesar 8,686 dB; di mana respon impulsnya adalah :

$$p(t) \equiv \int_{-\infty}^{\infty} P(f) \exp(j2\pi ft) df = \pi^{1/2} B \exp [-(\pi Bt)^2] \quad (5.61)$$

Dari persamaan (5.34) dan (5.59) didapatkan :

$$\Phi(f) = \exp \left\{ -j \left[\frac{\pi}{4} - |f|^{1/2} \right] \text{sgn } f \right\} \quad (5.62)$$

$$M(f) = \frac{\exp [|f|^{1/2} - (f/B)^2]}{|f|^{1/2}} \quad (5.63)$$

di mana $\text{sgn } f \equiv f/|f|$. Proses ekualisasi pada persamaan

(5.62) dan (5.63) akan mengubah respon impuls kausal pada persamaan (5.36) menjadi respon impuls nonkausal (Gaussian) pada persamaan (5.61) dan hal ini tidak nyata. Proses penyamaan di atas berguna untuk memudahkan perhitungan secara analitik, sedangkan pada proses ekualisasi yang nyata pada dasarnya sama dengan di atas namun berbeda detail numerisnya saja.

Tegangan keluaran dari equalizer (atau masukan limiter) adalah penjumlahan dari sinyal, thermal noise dan atmospheric noise ;

$$\tilde{v}_o(t) = \tilde{v}_s(t) + \tilde{v}_n(t) + \tilde{v}_a(t) \quad (5.64)$$

Setiap bentuk dari persamaan (5.64) adalah respon dari filter dengan transfer function $\tilde{M}(f) \cdot M(f)$ menjadi bentuk yang berhubungan dengan persamaan (5.51).

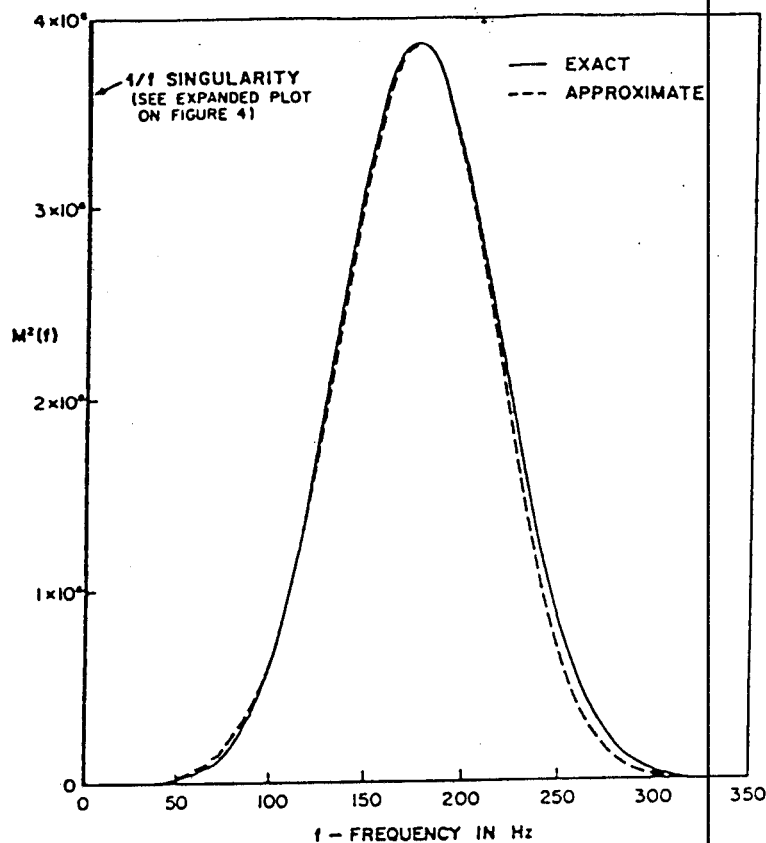
Dari persamaan (5.52) dan (5.63) didapatkan puncak sinyal yang terekualisasi yaitu :

$$|\tilde{V}_s| = |V_s| \cdot M(45) = 7,348 \times 10^{-10} \exp \left[- \left(\frac{45}{B} \right)^2 \right] \cdot |I| \quad (5.65)$$

Dari persamaan (5.53) dan (5.63) spektrum thermal noise yang terekualisasi adalah :

$$\begin{aligned} \tilde{P}_{v_n}(f) &= P_{v_n}(f) \cdot \tilde{M}^2(f) \\ &= 1,657 \times 10^{-20} \frac{\exp \{ 2 [|f|^{1/2} - (f/B)^2] \}}{|f|} \end{aligned} \quad (5.66)$$

$\tilde{P}_{v_n}(f)$ mempunyai bentuk yang sama dengan $\tilde{M}^2(f)$, di mana tergambar pada gambar 5.4 dan 5.5 untuk $B = 100$ Hz. thermal noise yang terekualisasi mempunyai dua komponen yang prinsip yaitu :

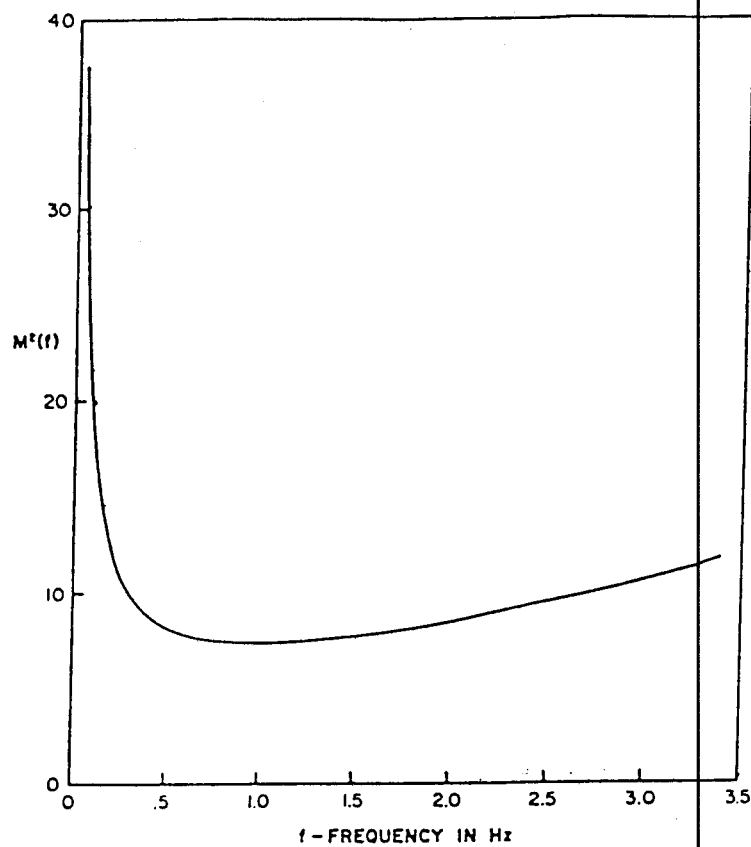


Gambar 5.4¹²⁵⁾

Magnitudo kuadrat dari transfer function equalizer $M^2(f)$ sebagai fungsi dari frekuensi f .

1. Bandwidth noise yang berada pada sekitar frekuensi nol mempunyai daya tidak terbatas dan bandwidthnya sangat kecil (lihat gambar 5.4).
2. Komponen broad band-pass yang mempunyai daya terbatas, banyak melebar pada frekuensi yang lebih tinggi daripada bandwidth B dari atmospheric noise yang terekualisasi.

¹²⁵⁾ Ibid, hal. 979



Gambar 5.5¹²⁶

Magnitudo kuadrat dari transfer function equalizer $M^2(f)$ sebagai fungsi frekuensi, untuk harga f di bawah 3,5 Hz.

Atmospheric noise yang terekualisasi didapatkan dari persamaan (5.47), (5.49), (5.59) dan (5.61) ;

$$\tilde{v}_a(t) = 4,431 \times 10^{-8} B \sum_i \cos \alpha_i \cdot \exp \{-[\pi B(t-t_i)]^2\} \quad (5.67)$$

Kerapatan spektralnya didapatkan dari persamaan (5.50), (5.59) dan (5.63), atau langsung dari persamaan (5.67),

¹²⁶ Ibid., hal. 980

$$\tilde{P}_{va}(f) = 3,125 \times 10^{-14} \exp \left[-2 \left(\frac{f}{B} \right)^2 \right] \quad (5.68)$$

$\tilde{P}_{va}(f)$ dari persamaan (5.66) mempunyai sebuah pole $1/|f|$ yang nyata di mana daya thermal noisenya tidak terbatas. Spektrumnya mulai dari ∞ pada $f = 0$ ke pendekatan minimum $e^2 = 7,389$ di mana letaknya mendekati $f = 1$ (pada gambar 5.5), kemudian bergerak ke puncak (pada gambar 5.4) sampai mencapai maksimum yaitu $3,865 \times 10^6$ pada $f = 175$ Hz dan akhirnya menurun sampai dengan harga < 1 untuk $f > 455$ Hz. Pole disekitar $f = 0$ terlihat sangat sempit; dan ada harga yang melebihi harga maksimum ($f = 175$ Hz) yaitu pada daerah $f < 2,59 \times 10^{-6}$ Hz. Jelas pole ini sangat tidak penting meskipun secara matematika hal ini mempunyai daya tak terbatas, karena tidak memungkinkan untuk mengekualisasi transfer function $H(f)$ yaitu persamaan (5.34) dengan segala cara untuk turun ke frekuensi nol. Low-pass cutoff, pada frekuensi $\ll B$, akan mengubah bentuk pulsa pada persamaan (5.67) dengan menambahkan sebuah harga negatif yang kecil dan panjang, sehingga net area dari setiap pulsa adalah nol. Untuk $B = 100$ Hz, low-pass cutoff pada 1 Hz akan mengubah shot noise dari persamaan (5.67) menjadi kecil, di mana tidak mempengaruhi perhitungan selanjutnya, sementara menghilangkan secara lengkap pole $1/|f|$ dari noise thermal; low-pass cutoff dapat diturunkan sampai kurang dari $2,6 \times 10^{-6}$ Hz tanpa penambahan extra dari thermal noise yang berarti.

Konsekuensinya, kita asumsikan sisa atmospheric noise yang terekualisasi seperti pada persamaan (5.67) dan (5.68). Kita menghilangkan pole $1/|f|$ dari persamaan (5.66) dalam perhitungan daya thermal noise yang terekualisasi, yaitu :

$$\langle \tilde{v}_n^2 \rangle = 2 \int_{0+}^{\infty} \tilde{P}_n(f) df \quad (5.69)$$

di mana limit terendah $0+$ dapat diganti dengan 1 ; maka kita hanya mendapatkan daerah puncak pada gambar 5.4. Dari persamaan (5.66) dan (5.69),

$$\langle \tilde{v}_n^2 \rangle = 1,657 \times 10^{-20} \times 2 \int_{0+}^{\infty} \frac{\exp \{2[f^{4/2} - (f/B)^2]\}}{f} df \quad (5.70)$$

terlihat integrasi melampaui harga puncaknya pada gambar 5.4. Kita mengevaluasi integral ini dengan metode Laplace. Numerator akan berharga maksimum pada

$$f_m = \left[\frac{B}{2} \right]^{4/3} \quad (5.71)$$

Dari gambar 5.4 didapatkan :

$$f_m = 184, \quad B = 100 \quad (5.72)$$

di mana mendekati harga maksimum yang sebenarnya dan relatif, yaitu pada $f = 175$ Hz. Dalam persamaan (5.70) substitusi ekspansi Tailor series, dengan f_m dari persamaan (5.71), menjadi eksponen order kedua dan order pertama untuk $1/f$, menghasilkan pendekatan selanjutnya untuk integran ;

$$\begin{aligned}
 \tilde{M}^2(f) &= \frac{\exp \left(2[f^{1/2} - (f/B)^2] \right)}{f} \\
 &\approx \frac{\exp \left[+ \frac{3}{2}(B/2)^{2/3} \right]}{(B/2)^{4/3}} \cdot \left\{ 1 - \frac{f - (B/2)^{4/3}}{(B/2)^{4/3}} \right\} \\
 &\quad \cdot \exp \left[- \frac{3}{B^2} \left[f - \left(\frac{B}{2} \right)^{4/3} \right]^2 \right], \quad f > 0 \quad (5.73)
 \end{aligned}$$

Gambar 5.4 menunjukkan bahwa pendekatan ini akan mendapatkan hasil yang akurat untuk daya thermal noise total, seperti pada persamaan (5.70). Jadi integran pendekatan pada sisi kanan persamaan (5.73) turun sampai nol dengan cepat menjauhi puncaknya, sehingga kita dapat mengganti limit terendahnya $0+$ dari persamaan (5.70) menjadi $-\infty$ tanpa tambahan kesalahan yang berarti. Bentuk kedua dalam tanda $\{ \}$ persamaan (5.73) tidak menambah ke bentuk integral yang simetris dan kita mendapatkan :

$$\begin{aligned}
 \langle \tilde{v}_m^2 \rangle &\approx 2 \times 1.657 \times 10^{-20} \frac{\exp \left[+ \frac{3}{2}(B/2)^{2/3} \right]}{(B/2)^{4/3}} \\
 &\quad \cdot \int_{-\infty}^{\infty} \exp \left[- \frac{3}{B^2} x^2 \right] dx \\
 &= 6.783 \times 10^{-20} \frac{\exp \left[+ \frac{3}{2}(B/2)^{2/3} \right]}{(B/2)^{1/3}} \quad (5.74)
 \end{aligned}$$

Akhirnya harga rms thermal noise terekualisasi mendekati:

$$\langle \tilde{v}_m^2 \rangle^{1/2} = 2.604 \times 10^{-10} \frac{\exp \left[+ \frac{3}{4}(B/2)^{2/3} \right]}{(B/2)^{1/6}} \quad (5.75)$$

Kita akan membahas kelakuan dari sinyal, thermal noise dan shot noise sebagai bandwidth B dari kanal terekualisasi yang berubah-ubah dari harga rendah ke tinggi. Kita ambil ketentuan pertama shot noise dari persamaan (5.67), kemudian kita dapatkan durasi dari pulsa-pulsa individual sebagai :

$$\mathfrak{Z} \equiv \frac{2}{\pi B} = \frac{0,6366}{B} \quad (5.76)$$

Hasil di atas adalah lebar pulsa yang diukur 8,686 dB di bawah puncak pulsa. Laju rata-rata pulsa dari persamaan (5.43) adalah $\lambda_1 = 100$ pulsa/s. Lebih dari itu, kita dapat menentukan $\tilde{V}_{a(\text{peak})}$ sebagai harga puncak maksimum dari pulsa individual (dengan $\omega = 0$) dari persamaan (5.67) yaitu :

$$\tilde{V}_{a(\text{peak})} = 4,431 \times 10^{-8} B \quad (5.77)$$

Jadi

$$\langle \tilde{V}_a^2 \rangle = \int_{-\infty}^{\infty} P_{\tilde{V}_a}(f) df$$

Harga rms shot noise dari persamaan (5.68) adalah :

$$(\langle \tilde{V}_a \rangle^2)^{1/2} = 1,979 \times 10^{-7} B^{1/2} \quad (5.78)$$

Dua parameter yang tepat untuk menggambarkan Gaussian atau impulsif dari $\tilde{V}_a(t)$ adalah :

1. Perbandingan lebar pulsa dengan jarak rata-rata antara pulsa-pulsa tersebut. Dari persamaan (5.76) dan (5.43) didapatkan :

$$\mathfrak{Z}\lambda_1 = \frac{63,66}{B} \quad (5.79)$$

2. Perbandingan harga puncak dengan harga rms. Dari persamaan (5.77) dan (5.78) didapatkan :

$$\frac{\tilde{V}_a(\text{peak})}{\langle \tilde{V}_a^2 \rangle^{1/2}} = 0,2239 B^{1/2} \quad (5.80)$$

Untuk harga B yang kecil, pulsa-pulsa individual dalam persamaan (5.67) terjadi overlap [persamaan (5.79) menjadi besar], dan harga puncak maksimum dari pulsa-pulsa individual akan lebih kecil daripada harga rms noise [persamaan (5.80) menjadi kecil]; sehingga $\tilde{V}_a(t)$ menyerupai noise Gaussian. Dengan meningkatnya B , pulsa-pulsa shot noise individual menjadi terpisah. Batas antara kelakuan dua tipe ini mungkin berubah-ubah ditentukan oleh penyamaan lebar pulsa dan jarak rata-rata pulsa, seperti misalnya ditentukan parameter pada persamaan (5.79) = 1, maka hasil dari parameter pada persamaan (5.80) = 1,786 ; sehingga pulsa-pulsa yang besar mulai tampak dari noise-noise yang lainnya.

Ketika limiter dalam keadaan jenuh, sinyal tidak mempunyai efek pada keluaran. Oleh karena itu sinyal pada keluaran limiter dikurangi oleh sebuah faktor yang sama dengan sebagian waktu limiter yang dijenuhkan oleh pulsa-pulsa shot noise. Shot noise pada keluaran limiter dikurangi dengan pemotongan (*clipping off*) puncak noise yang besar. Jadi kita harus menghindari pemotongan sinyal yang penting dengan persamaan (5.79) yaitu :

$$B \gg 63,66 \quad (5.81)$$

Batas atas B ditentukan dengan thermal noise terekualisasi tidak menutupi puncak shot noise yang terekualisasi. Dengan asumsi 2 pada awal sub-bab maka :

$$|\tilde{V}_a| + 4\langle \tilde{V}_n^2 \rangle^{1/2} \leq \tilde{V}_{a(\text{peak})} \quad (5.82)$$

hal ini akan menentukan batas atas dari B . Batas atas ini dilemahkan dengan mengabaikan $|\tilde{V}_a|$. Sehingga ditentukan $|\tilde{V}_a| \rightarrow 0$, dan mensubstitusi persamaan (5.75) dan (5.77) ke dalam persamaan (5.82),

$$\frac{\exp \left[+ \frac{9}{4} (B/2)^{2/3} \right]}{B^{7/6}} = 37,91 \quad (5.83)$$

Hasil ini menentukan batas atas B , dan bandwidth dari respon terekualisasi adalah :

$$B < 79,6 \quad (5.84)$$

Jadi hasil persamaan (5.84) dan (5.81) tidak cocok, sehingga proses non-linear tidak dapat memperbaiki kehandalan penerima dalam ketidak-beradaan dari badai dekat. Kesimpulan ini diperlukan bila ada badai dekat seperti yang akan dibahas pada sub-bab selanjutnya.

V.5.2 Proses Non-linear untuk Atmospheric Noise

Berkomponen Dua

Pada sub-bab sebelumnya terlihat bahwa komponen pertama yang mewakili badai jauh tidak dapat diatasi oleh proses non-linear. Komponen lainnya yang mewakili badai dekat, menggunakan limiter dan equalizer pada penerima sehingga dapat mengurangi daya pemancar dibandingkan dengan penerima sederhana pada sub-bab sebelumnya.

Dari pembahasan terdahulu bahwa tegangan keluaran equalizer (masukan limiter) dinyatakan pada persamaan (5.64)-(5.66). $\tilde{v}_a(t)$ sekarang adalah atmospheric noise berkomponen dua, di mana persamaan (5.67) menjadi :

$$\tilde{v}_a(t) = \tilde{v}_{a1}(t) + \tilde{v}_{a2}(t) \quad (5.85)$$

di mana $\tilde{v}_{a1}(t)$ dan $\tilde{v}_{a2}(t)$ merupakan respon dari transfer function equalizer $\Phi(f)M(f)$ menjadi dua bentuk dari persamaan (5.49). Maka $\tilde{v}_{a1}(t)$ adalah sama dengan persamaan (5.67) :

$$\tilde{v}_{a1}(t) = 4,431 \times 10^{-8} B \sum_i \cos \phi_{1i} \cdot \exp \{-[\pi B(t-t_{1i})]^2\} \quad (5.86)$$

Untuk $\tilde{v}_{a2}(t)$ didapatkan dari persamaan (5.48), (5.49), (5.59) dan (5.61),

$$\tilde{v}_{a2}(t) = 4,203 \times 10^{-7} B \sum_j \cos \phi_{2j} \cdot \exp \{-[\pi B(t-t_{2j})]^2\} \quad (5.87)$$

Harga t_{1i} dan t_{2j} sama seperti pada sub-bab sebelumnya sebagaimana proses Poisson dengan laju $\lambda_1 = 100$, $\lambda_2 = 10$ pada persamaan (5.43). Persamaan (5.68) diganti dengan :

$$\begin{aligned} \tilde{P}_{v_{a1}}(f) &= 3,125 \times 10^{-14} \exp \left[-2 \left(\frac{f}{B} \right)^2 \right] \\ \tilde{P}_{v_{a2}}(f) &= 2,811 \times 10^{-13} \exp \left[-2 \left(\frac{f}{B} \right)^2 \right] \end{aligned} \quad (5.88)$$

Penjelasan thermal noise terekualisasi yang meliputi persamaan (5.69)-(5.75) tidak berubah. Persamaan (5.78) ditulis ulang dengan :

$$\langle \tilde{v}_{a1}^2 \rangle^{1/2} = 1,979 \times 10^{-7} B^{1/2} \quad (5.89)$$

Akhirnya kita membutuhkan harga puncak maksimum dari sebuah pulsa individual $\tilde{v}_{a2}(t)$; dari persamaan (5.87) yaitu :

$$\tilde{v}_{a2(\text{peak})} = 4,203 \times 10^{-7} B \quad (5.90)$$

Dari sub-bab sebelumnya telah diketahui bahwa shot noise terekualisasi akibat badai jauh, $\tilde{v}_{a1}(t)$, adalah Gaussian untuk $B \ll 60$; sedangkan untuk $B \gg 60$, $\tilde{v}_{a1}(t)$ hilang dalam thermal noise $\tilde{v}_n(t)$. Oleh karena itu kita tidak perlu terlalu jauh untuk menggabungkan $\tilde{v}_n(t)$ dan $\tilde{v}_{a1}(t)$ dan menghilangkan penjumlahan tersebut sebagai Gaussian noise dengan spektrum $P\tilde{v}_n(f) + P\tilde{v}_{a1}(f)$. Untuk $B \sim 60$, prosedur ini kurang akurat, tetapi cukup memberikan kelakuan umum yang benar. Maka ditentukan :

$$\tilde{v}_{n+a1}(t) \equiv \tilde{v}_n(t) + \tilde{v}_{a1}(t) \quad (5.91)$$

Kemudian harga rms Gaussian noise terekualisasi pada keluaran equalizer adalah :

$$\langle \tilde{v}_{n+a1}^2 \rangle^{1/2} = (\langle \tilde{v}_n^2 \rangle + \langle \tilde{v}_{a1}^2 \rangle)^{1/2} \quad (5.92)$$

Substitusi persamaan (5.89) dan (5.74),

$$\begin{aligned} & \langle \tilde{v}_{n+a1}^2 \rangle^{1/2} \\ &= \left[6,783 \times 10^{-20} \frac{\exp \left[+ \frac{9}{2} (B/2)^{2/3} \right]}{(B/2)^{1/3}} + 3,916 \times 10^{-14} B \right]^{1/2} \end{aligned} \quad (5.93)$$

Akhirnya keluaran equalizer (masukan limiter) dapat dituliskan sebagai:

$$\tilde{v}_{oc}(t) = \tilde{v}_s(t) + \tilde{v}_{n+a1}(t) + \tilde{v}_{a2}(t) \quad (5.94)$$

di mana \tilde{v}_s sama dengan persamaan (5.65), \tilde{v}_{n+a1} adalah

pendekatan Gaussian dengan harga rms pada persamaan (5.93), dan \tilde{v}_{a2} adalah proses Poisson dari persamaan (5.87), dengan ϕ_{2j} bersifat serbasama dan z_j bersifat Poisson dengan laju $\lambda_2 = 10$.

Kita mengulang pembahasan pada sub-bab terdahulu. Dari persamaan (5.76) perbandingan lebar pulsa dengan jarak rata-rata pulsa untuk komponen dekat adalah :

$$3\lambda_2 = \frac{6,366}{B} \quad (5.95)$$

di mana untuk menghindari pemotongan sinyal yang penting:

$$B \gg 6,366 \quad (5.96)$$

Seperti pada sub-bab sebelumnya, threshold dari limiter ditentukan empat kali harga rms Gaussian noise sekarang pada masukan limiter atau seperti pada persamaan (5.93), sehingga akan melebihi harga sinyalnya. Dengan demikian batas atas pada B ditentukan oleh kebutuhan akan harga puncak maksimum dari pulsa individual \tilde{v}_{a2} sampai melebihi threshold ini

$$4\langle \tilde{v}_{a2}^2 \rangle^{1/2} \leq \tilde{v}_{a2(\text{peak})} \quad (5.97)$$

Substitusi persamaan (5.93) dan (5.90) ke persamaan (5.97) menghasilkan :

$$B < 119 \quad (5.98)$$

Persamaan (5.96) dan (5.98) merupakan batasan dari daerah B yang diijinkan di mana limiter akan mengurangi efek dari badai dekat. Kita akan memperkirakan kemajuan dan harga optimum bandwidth B yang terekualisasi.

Untuk analisa respon limiter dalam menjumlahkan sinyal sinusoidal, thermal noise dan shot noise, kita membuat urutan asumsi sebagai berikut :

1. Kejenuhan limiter ditentukan semata-mata oleh $\tilde{v}_{az}(t)$, akibat halilintar dekat (*nearby lightning*), sehingga puncak dari \tilde{v}_{az} melebihi tegangan yang lain [sinyal \tilde{v}_s , halilintar jauh (*distant lightning*) \tilde{v}_{a1} , dan thermal noise \tilde{v}_n].
2. Pulsa-pulsa individual \tilde{v}_{az} diubah dengan baik dengan persamaan (5.96); oleh karena itu respon limiter adalah jumlah dari respon-responnya menjadi pulsa-pulsa individual \tilde{v}_{az} .

Asumsi ini akan memperoleh tegangan keluaran limiter $\hat{v}_{oc}(t)$ yang dijabarkan sebagai :

$$\hat{v}_{oc}(t) = \hat{v}_s(t) + \hat{v}_{n+a1}(t) + \hat{v}_{az}(t) \quad (5.99)$$

di mana tiga komponen tersebut dihitung dengan pendekatan sebagai berikut :

- Sinyal :

$$|\hat{V}_s| = |V_s| (1 - S) \quad (5.100)$$

- Gaussian noise :

$$\hat{P}_{v_{n+a1}}(f) = [\tilde{P}_{v_n}(f) + \tilde{P}_{v_{a1}}(f)] (1 - S) \quad (5.101)$$

- Shot noise (*nearby thunderstorm*) :

$\hat{v}_{az}(t)$ yang didapatkan dengan membatasi pulsa-pulsa individual dari persamaan (5.87) dan menggabungkan hasil pemotongan pulsa-pulsa dari persamaan (L.7) dan (L.8).

S adalah bagian dari waktu limiter yang jenuh oleh nearby shot noise, hal ini dihitung pada lampiran persamaan (L.6). Pendekatan ini mengatasi fluktuasi sinyal dan dalam spektrum Gaussian noise pada keluaran limiter; alternatif lain irama noise-sinyal dan shot noise-Gaussian noise ditiadakan.

Seperti pada sub-bab sebelumnya, bandwidth filter $W \approx 1$ (gambar 5.3) adalah cukup sempit di mana semua sumber noise kemudian diperhatikan sebagai pendekatan Gaussian dan dinyatakan sebagai kerapatan spektral pada frekuensi sinyal 45 Hz.

Dari lampiran, S berubah-ubah secara perlahan tergantung B , yaitu bandwidth respon terekualisasi overall dari permukaan air laut ke keluaran penerima kapal selam. Oleh karena itu kehandalan yang optimum dicapai dengan pendekatan pada kondisi persamaan (L.14), yaitu $B = B_{\min} = 41$ Hz. Dari hubungan ini dan baris kedua dari persamaan (5.88),

$$\hat{P}_{\text{vaz}}(45) = 1,060 \times 10^{-15}, \quad B = 41 \text{ Hz} \quad (5.102)$$

Dari persamaan (5.65), (5.100) dan harga S pada persamaan (L.15), tegangan puncak sinyal (45 Hz) pada keluaran limiter adalah : (di mana untuk bandwidth terekualisasi optimum)

$$|\hat{V}_s| = 1,948 \times 10^{-10} |I|, \quad B = 41 \text{ Hz} \quad (5.103)$$

Akhirnya, keluaran limiter dihubungkan dengan Gaussian noise (thermal plus distant thunderstorm) adalah dari

persamaan (5.66), baris atas (5.88) dan (5.101) :

$$\hat{P}_{v_{n+1}}(45) = 2,504 \times 10^{-15}, \quad B = 41 \text{ Hz} \quad (5.104)$$

Perbandingan dari persamaan (5.102) dan (5.104) menunjukkan bahwa limiter mengurangi nearby shot noise di bawah noise lain yang ada (sebagian besar berupa distant shot noise). Kebalikannya, tanpa limiter nearby shot noise mendominasi (baris kedua persamaan (5.88) dari pada baris pertama).

Arus dan daya pemancar yang dibutuhkan untuk bandwidth optimal $B = 41 \text{ Hz}$, dapat ditentukan. Dari persamaan (5.38) :

$$\frac{1}{2} |\hat{V}_s|^2 = 3,162 \times 2 [\hat{P}_{v_{n+1}}(45) + \hat{P}_{v_{n+2}}(45)] \quad (5.105)$$

Substitusi persamaan (5.102)-(5.104) ke (5.105),

$$I = 1090 \text{ A, arus puncak antena pemancar} \quad (5.106)$$

Dengan persamaan (5.14), daya pemancar adalah

$$\begin{aligned} P_t &= \frac{1}{2} |I|^2 R_0 = 26,38 \times 10^6 \text{ W} \\ &= 26,38 \text{ MW, daya pemancar} \end{aligned} \quad (5.107)$$

Hasil ini valid untuk harga parameter-parameter yang telah disebutkan terdahulu.

Hasil persamaan (5.106) dan (5.107) mengasumsikan pada pengkualisasi yang optimum, yaitu respon terekualisasi overall mempunyai bandwidth $B = 41 \text{ Hz}$ untuk asumsi ini. Kuadrat magnitudo dari transfer function terekualisasi mempunyai bentuk yang sama seperti pada gambar 5.4, tetapi dengan parameter numeris yang berbeda;

Tabel 5.2

Perbandingan hasil pengukuran I dan P_t untuk sistem penerima tanpa proses non-linear dan sistem penerima dengan proses non-linear.

Proses nonlinear pada penerima	tidak	tidak	ya
Komponen noise	tunggal	dua	dua
D (dB)	50	60	60
I (A)	855,6	2706	1090
P_t (MW)	16,25	162,5	26,38

equalizer yang optimum ($B = 41$ Hz) mempunyai penguatan yang maksimum pada $f = 51$, dengan 3 dB pada $f = 31$ Hz, 71 Hz, dan 10 dB pada $f = 16$ Hz, 89 Hz. Equalizer yang optimum bergantung pada kedalaman kapal selam, panjang antenna penerima, dan tentunya statistik noise.

Pada tabel 5.2 dapat dilihat perbandingan hasil perhitungan I dan P_t antara sistem penerima tanpa proses non-linear dan sistem penerima dengan proses non-linear. Dari tabel 5.2 terlihat untuk sistem penerima tanpa proses non-linear dalam mengatasi atmospheric noise berkomponen dua akan membutuhkan peningkatan daya pemancar sebesar :

$$10 \log_{10} \frac{162,5}{16,25} = 10 \text{ dB} \quad (5.108)$$

Sedangkan untuk sistem penerima dengan proses non-linear dalam mengatasi atmospheric noise berkomponen dua akan membutuhkan peningkatan daya pemancar sebesar :

$$10 \log_{10} \frac{26,38}{16,25} = 2,1 \text{ dB} \quad (5.109)$$

Jadi sistem penerima dengan proses non-linear akan menghemat daya pemancar sebesar :

$$10 \text{ dB} - 2,1 \text{ dB} = 7,9 \text{ dB} \quad (5.110)$$

Contoh aplikasi lain dari sistem komunikasi ELF adalah sistem komunikasi radio bawah tanah. Sistem komunikasi ini sangat berguna untuk keadaan darurat di daerah pertambangan, sehingga baik pekerja di dalam tambang maupun petugas pengawas pertambangan di permukaan bumi dapat saling komunikasi. Jadi teori dan pengukuran kuat medan gelombang elektromagnetik ELF pada sistem komunikasi radio bawah tanah, baik untuk up-link maupun down-link di beberapa tambang Amerika Serikat akan kita bahas pada bab berikut ini.

BAB VI

KOMUNIKASI RADIO ELF BAWAH TANAH

VI.1 Umum

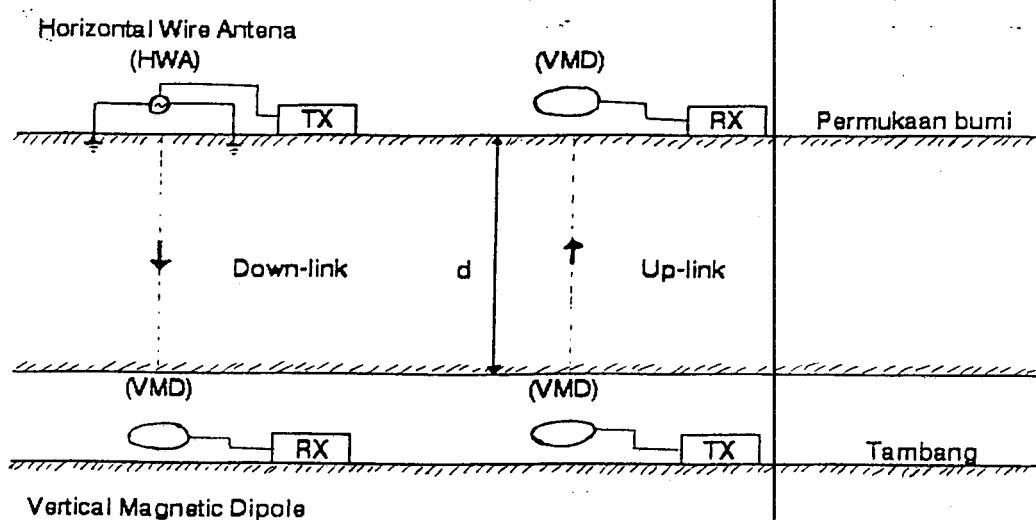
Dalam bab ini akan dibahas tentang aplikasi sistem komunikasi yang lainnya, yaitu komunikasi radio ELF bawah tanah, di mana sketsa dan blok diagramnya dapat dilihat pada gambar 6.1 dan gambar 6.2. Pembahasan komunikasi dari permukaan tanah ke dalam tanah, dan dari dalam tanah ke permukaan tanah, mengambil artikel penelitian dari D.B. Large, L. Ball, dan A.J. Farstad.

Dalam penelitian ini yang perlu diperhatikan adalah konduktivitas tanah pada lokasi tambang (σ_a). Hal ini akan berpengaruh pada kehandalan antena yang akan digunakan.

Terdapat dua jenis antena untuk jalur dari permukaan tanah ke dalam tambang bawah tanah (*down-link*) dan jalur dari tambang bawah tanah ke permukaan tanah (*up-link*). Antena magnetik dipole akan digunakan untuk penelitian pada propagasi *up-link*, sedangkan antena kawat horisontal akan digunakan untuk penelitian pada propagasi *down-link*.

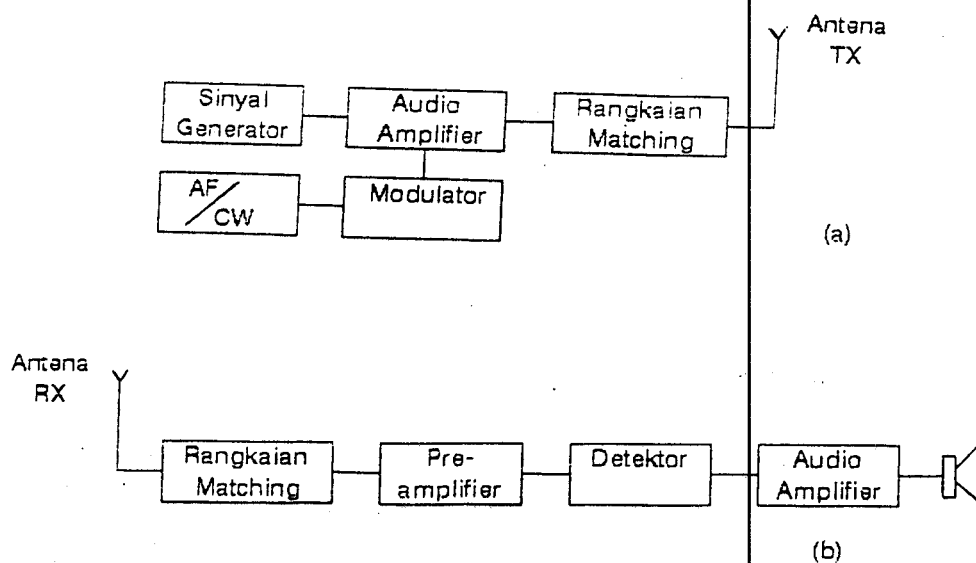
Dalam propagasi *up-link* maupun *down-link* diperlukan persamaan medan magnetik yang akan diukur pada penerima. Oleh karena itu untuk setiap antena yang digunakan akan dibuat persamaan medan magnetiknya.

Hasil dari perhitungan teoritis akan kita bandingkan dengan hasil pengukuran kuat medan pada tiga lokasi



Gambar 6.1

Sketsa sistem komunikasi radio ELF bawah tanah.



Gambar 6.2

Komponen sistem komunikasi radio bawah tanah

(a) blok diagram pemancar (Tx)

(b) blok diagram penerima (Rx)

tambang batubara. Ketiga tambang tersebut adalah Imperial Mine, Erie, Colorado; Clyde Mine, Fredericktown, Pennsylvania; dan Cambria Slope Mine 33, Ebensburg, Pennsylvania. Dari hasil pengukuran tersebut didapatkan beberapa kesimpulan yang berguna untuk pengembangan sistem komunikasi radio bawah tanah. Hal ini sangat berguna, misalnya untuk komunikasi pertolongan bila terjadi bencana pada tambang batubara atau tambang mineral lainnya di bawah tanah.

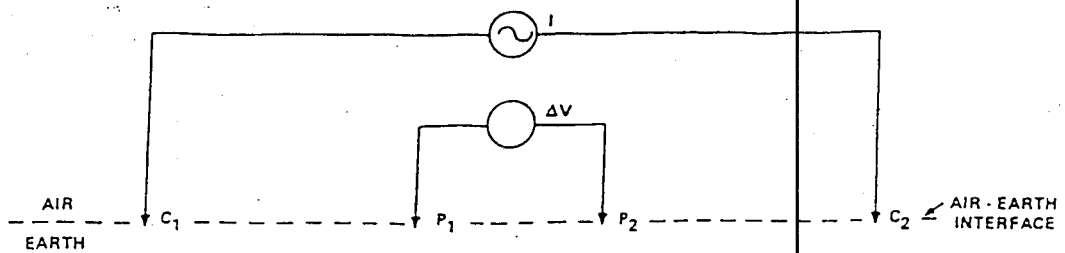
VI.2 Konduktivitas Tanah

Konduktivitas tanah diukur dengan menggunakan metode galvanic conductivity. Metode ini mengukur beda potensial antara dua titik pada permukaan tanah yang mana terdapat arus yang dilewatkan dalam tanah pada dua titik lainnya. Konduktivitas tanah didapatkan dari rumus :¹²⁷⁾

$$\sigma_a \equiv K I/V \quad (6.1)$$

di mana I dan V adalah arus dan beda potensial yang terukur, sedangkan K adalah faktor geometrik yang bergantung pada lokasi relatif dari elektrode. Dengan menggunakan model tanah yang berlapis-lapis (*stratified model*) dilakukan juga perhitungan konduktivitas efektif ($\bar{\sigma}$) di mana :

¹²⁷⁾ DB Large, L Ball and AJ Farstad (1979), Radio Transmisi to and from Underground Coal Mines - Theory and Measurement, IEEE Trans. on Communications, Vol. COM-21, No. 9, hal. 196



$$\begin{aligned}\rho_a &= \pi(\Delta V/I) \left(\frac{a^2}{b} - \frac{b}{4} \right) \\ &= \pi(\Delta V/I) (a^2/b), \quad (2a \gg b, C_1 C_2 = 2a, P_1 P_2 = b) \\ E &= \lim_{b \rightarrow 0} (\Delta V/b) = \rho I / \pi a^2\end{aligned}$$

Gambar 6.3¹²⁸⁾

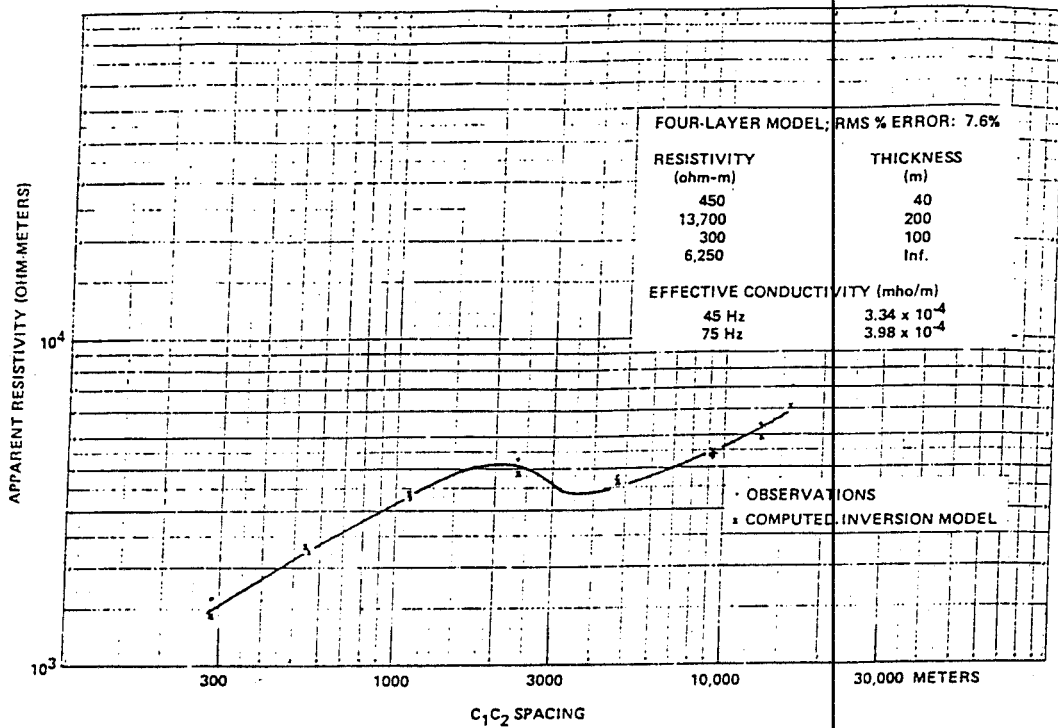
Teknik pengukuran resistivitas tanah dengan pola Schlumberger array.

$$\bar{\sigma} = (h_1 \sigma_1 + h_2 \sigma_2 + \dots + h_n \sigma_n) / h \quad (6.2)$$

Jadi setiap lapisan diwakili oleh ketebalan vertikal h dan konduktivitas σ . Sedangkan h_n adalah kedalaman penerima pada lapisan terakhir dengan konduktivitas σ_n , dan h adalah kedalaman total dari pemancar ke penerima.

Sebagai contoh dapat dilihat pada gambar 6.3 yaitu teknik pengukuran resistivitas tanah dengan pola Schlumberger array. Dari sumber arus I pada titik C_1 dan C_2 , diukur perbedaan tegangan ΔV pada titik P_1 dan P_2 . Sehingga didapatkanlah resistivitas nyata (*apparent resistivity*) ρ_a dan medan listrik E sebagai berikut :

¹²⁸⁾ D Davidson, DN Macklin & K Vozoff (1974), Resistivity Surveying as an Aid in Sanguine Site Selection, IEEE Trans. on Communications Vol. COM-22, No. 4, hal. 989

Gambar 6.4¹²⁹⁾

Data Schlumberger untuk lokasi Wisconsin Test Facility.

$$\rho_a = \pi (\Delta V / I) \left(\frac{a^2}{b} - \frac{b}{4} \right) \approx \pi (\Delta V / I) (a^2 / b) \quad (6.3)$$

$$E = \lim_{b \rightarrow 0} (\Delta V / b) = \rho I / \pi a^2 \quad (6.4)$$

di mana $2a \gg b$, $C_1C_2 = 2a$, $P_1P_2 = b$. Sedangkan dalam pola Wenner array kita memberi harga $b = 2a/3$. Dari hasil pengukuran kita mendapatkan data Schlumberger seperti pada gambar 6.4 untuk lokasi Wisconsin Test Facility. Dengan model 4-lapisan tanah didapatkan hasil akhir berupa konduktivitas efektif pada frekuensi 45 dan 75 Hz.

¹²⁹⁾ Ibid, hal. 392

VI.3 Antena untuk Down-link dan Up-link

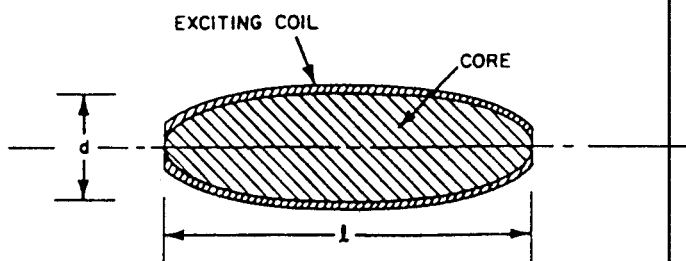
Dari percobaan yang telah dilakukan terdapat dua tipe antena yang digunakan yaitu :¹⁹⁰

1. Antena kumparan (*small loop*).
2. Antena kawat horisontal dengan kedua ujungnya ditanahkan (*long horizontal wire with grounded ends*).

Antena kumparan dapat dilihat pada gambar 6.5 yaitu Vertical Magnetic Dipole (VMD), sedangkan untuk antena kumparan Horizontal Magnetic Dipole (HMD) adalah sama dengan VMD tetapi posisinya berdiri. Antena kumparan tersebut sangat baik sebagai sumber pancaran dari dalam tanah ke permukaan tanah (*up-link*) maupun sebagai antena penerima di permukaan tanah, sedangkan Horizontal Wire Antena (HWA) terlihat pada gambar 6.6 sangat cocok untuk memancarkan suara termodulasi (*voice modulated*) dengan daya tinggi dari permukaan ke dalam tanah (*down-link*). Sedangkan untuk antena penerima dapat berupa antena kumparan yang sudah terpasang pada helm para penambang (*helmet with built-in loop antena*). Atau sama seperti yang terlihat pada gambar 6.7. yaitu antena kumparan dengan cadar/pelindung (*shielded*).

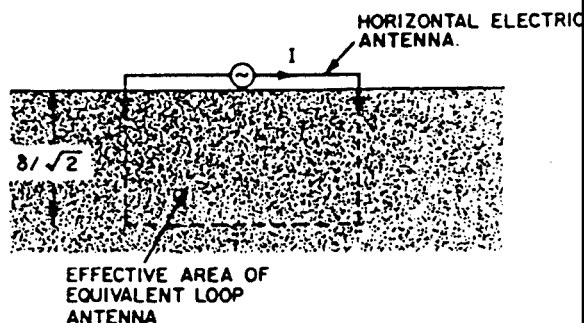
Seperti pada percobaan di tambang batubara Imperial dekat kota Erie, Colorado, dengan sukses telah dilakukan komunikasi suara termodulasi (*voice-modulated communications*) dari permukaan tanah ke tambang bawah

¹⁹⁰ DB Large, L Ball & AJ Farstad (1973), op. cit., hal. 125

Gambar 6.5¹⁹¹⁾

Antena kumparan Vertical Magnetic Dipole (VMD).

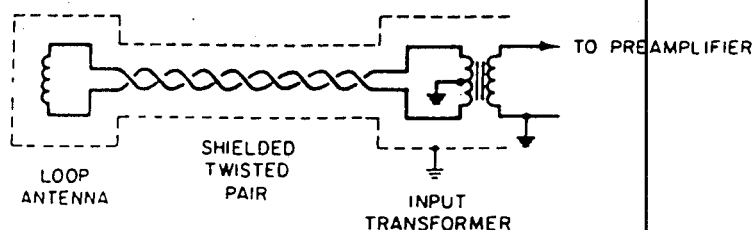
tanah dan transmisi kode gelombang kontinyu yang terputus-putus (*coded interrupted continuous wave transmission*) dari sebuah antena loop (*beacon*) di dalam tambang bawah tanah ke permukaan tanah.

Gambar 6.6¹⁹²⁾

Horizontal Wire Antenna (HWA).

¹⁹¹⁾ ML Burrows [1978], op. cit., hal. 164

¹⁹²⁾ Ibid., hal. 89

Gambar 6.7¹⁹³⁾

Antena kumparan dengan cadar/pelindung (*shielded*).

Pemancarnya menggunakan antena kawat horisontal yang kedua ujungnya ditanahkan dengan daya pemancar dari sebuah penguat (*amplifier*) audio. Sinyal dengan mudah diterima dalam tambang dengan kedalaman 287 ft dan arah menyamping sejauh lebih dari 1800 ft bila menggunakan penerima dengan penguatan (*amplifier*) audio yang sederhana dan dihubungkan antena loop 800 gulungan. Untuk pemancar di bawah tanah menggunakan antena loop horisontal (40x60 ft dengan 4 gulungan) dan loop vertikal (60x50 ft dengan 1 gulungan) di mana dapat memancarkan frekuensi dari 200 Hz sampai 4 kHz.

VI.4 Propagasi Down-link dan Up-link

Dari percobaan ini yang akan diukur adalah kuat medan magnetik pada penerima (H dalam Ampere/meter) di permukaan tanah. Daya pancar dari pemancar antena

¹⁹³⁾ Ibid, hal. 101

magnetic dipole diukur sebagai momen dipole yaitu:¹³⁴⁾

$$M \equiv \text{momen magnetik dipole} = I \cdot N \cdot A \quad (6.5)$$

di mana I adalah arus pada kumparan, N adalah jumlah gulungan kawat pada kumparan, dan A adalah luas lingkaran kumparan dalam meter persegi (m^2).

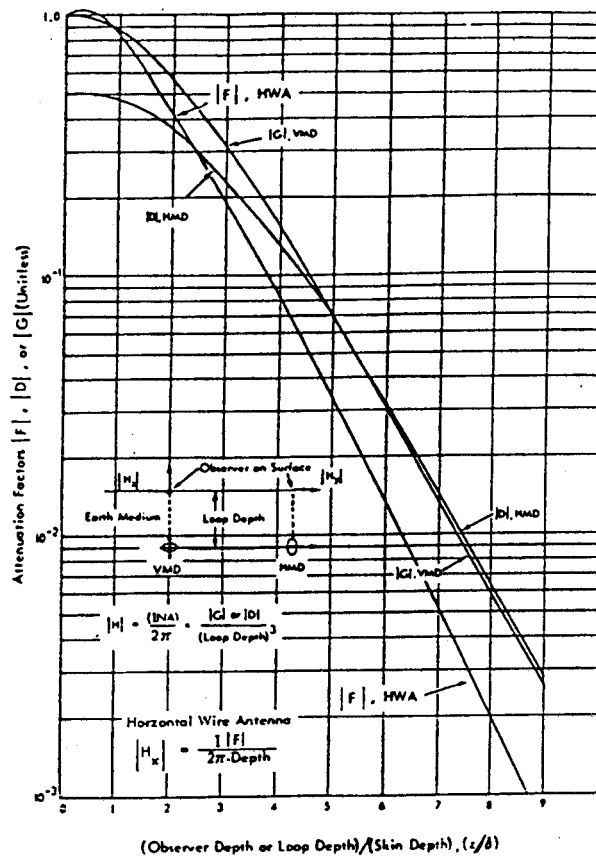
Untuk propagasi up-link, persamaan umum untuk medan listrik dan magnetik yang dihasilkan oleh VMD atau HMD di dalam tanah telah dijelaskan oleh A.K. Sinha dan P.K. Bhattacharya dengan hasil perhitungannya dapat dilihat pada gambar 6.8. Terlihat untuk sumbu absisnya mewakili kedalaman pemancar ternormalisasi yaitu $x = \text{kedalaman}/\delta$, di mana kedalaman kulit bumi (*earth skin depth*) pada frekuensi rendah adalah :

$$\delta = \text{kedalaman kulit bumi} \approx \frac{503,3}{(f\sigma)^{1/2}} \quad (6.6)$$

di mana f adalah frekuensi sinyal dalam Hertz, σ adalah konduktivitas tanah dalam U/m, dan δ dalam meter.

Sedangkan sumbu ordinatnya mewakili faktor redaman untuk masing-masing antena yaitu $|F|$ untuk antena HWA, $|D|$ untuk antena HMD dan $|G|$ untuk antena VMD. Terlihat penurunan kurva yang tajam dengan bertambahnya kedalaman dan naiknya frekuensi. Secara umum untuk desain sistem komunikasi ini bekerja pada daerah frekuensi di bawah 10 kHz di mana akan mampu melakukan penetrasi di tambang batubara sampai kedalaman 2000 ft.

¹³⁴⁾ DE Large, L Ball & AJ Farstad (1973), loc. cit

Gambar 6.8¹⁹⁵⁾

Grafik faktor redaman untuk perhitungan kuat medan magnetik yang dipancarkan antenna magnetik dipole ($|D|$ dan $|G|$) dan antenna kawat horisontal/HWA ($|F|$).

Untuk antenna VMD pada penerima akan diukur besar medan magnetik sebagai berikut :

$$|H_z| = \frac{(I N A)}{2 \pi} \times \frac{|G|}{(\text{kedalaman})^3}$$

¹⁹⁵⁾ Ibid, hal. 196

Sedangkan untuk antena HMD akan diukur besar medan magnetik sebagai berikut :

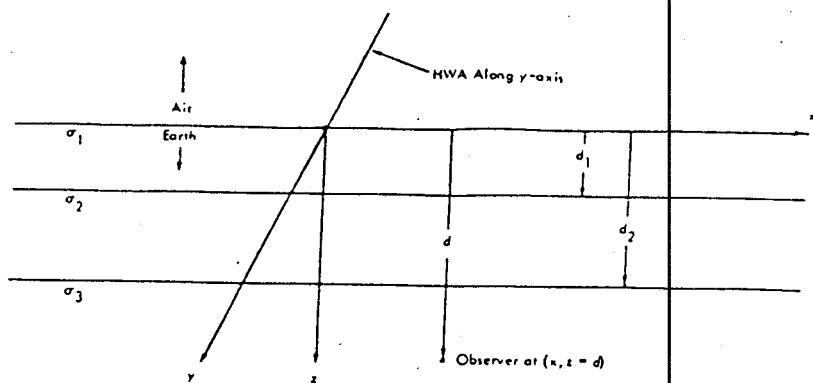
$$|H_y| = \frac{(I N A)}{2 \pi} \times \frac{|D|}{(\text{kedalaman})^3}$$

Sedangkan untuk propagasi down-link, menggunakan antena kawat horizontal dengan kedua ujungnya ditanahkan, dan dicatu pada titik tengah dari panjang kawat tersebut yang kemudian disambungkan langsung dengan kumparan sekunder dari transformator matching dari penguat audio (*audio amplifier*).

Besarnya medan magnetik yang diukur penerima di dalam tanah dapat memakai faktor redaman $|F|$ pada gambar 6.8 yang dimasukkan dalam perhitungan sebagai berikut :

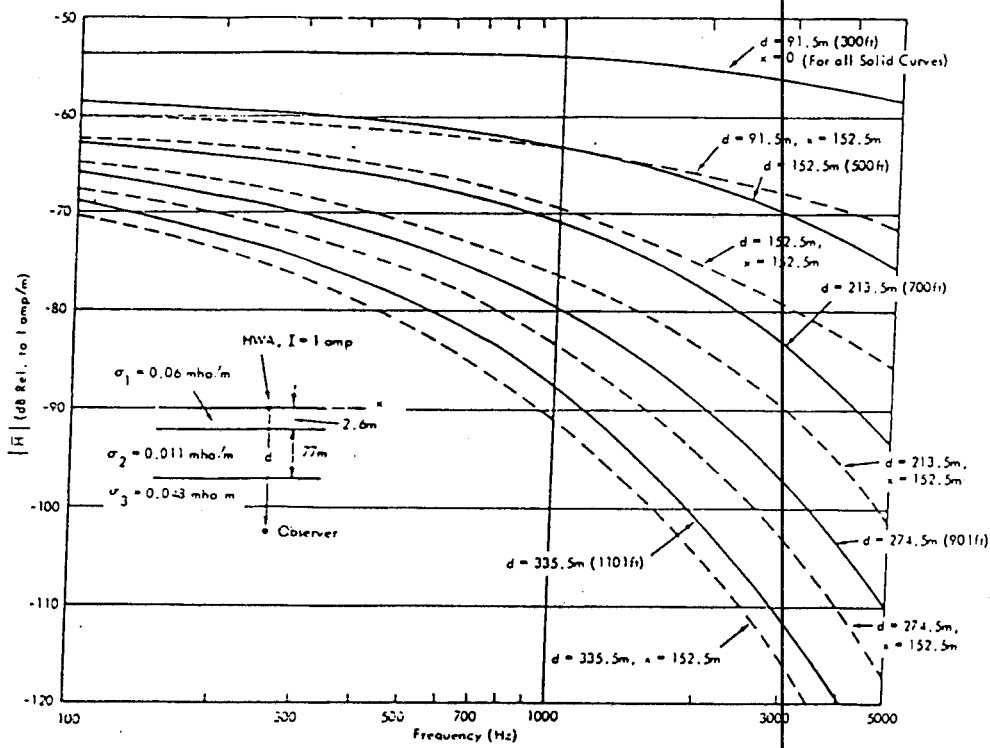
$$|H_x| = \frac{I \cdot |F|}{2\pi \cdot \text{kedalaman}}$$

Bentuk geometri dari model antena kawat horizontal dapat dilihat pada gambar 6.9. Model tanah berlapis-lapis dengan konduktivitas yang berbeda untuk setiap lapisannya dapat kita lihat di Clyde Mine pada gambar 6.10. Dengan arus antena kawat horizontal (HWA) sebesar 1 Ampere kita dapatkan besar medan magnetik relatif pada kedudukan peneliti yang berbeda-beda. Kedudukan peneliti (*observer*) diwakili d sebagai kedalaman peneliti dalam meter dan x adalah jarak ke samping (sumbu x) sejauh x meter dari titik catu pemancar pada antena HWA.



Gambar 6.9¹⁹⁶⁾

Geometri dari model antenna kawat horisontal (HWA).



Gambar 6.10

Grafik kuat medan magnetik ($|\bar{H}|$) dari HWA dengan $I = 1$ A, di mana model lapisan tanah diambil dari tambang Clyde Mine.

¹⁹⁶⁾ Ibid, hal. 197

VI.5 Hasil Pengukuran Kuat Medan

Percobaan sistem komunikasi ini dilakukan di beberapa tempat yaitu :¹⁹⁷⁾

1. Imperial Mine, Erie, Colorado.

Konduktivitas :	$\sigma_1 = 0,340 \text{ U/m}$	$h_1 = 2,4 \text{ m}$
	$\sigma_2 = 0,150 \text{ U/m}$	$h_2 = 15,0 \text{ m}$
	$\sigma_3 = 0,310 \text{ U/m}$	$h_3 = 7,0 \text{ m}$
	$\sigma_4 = 0,086 \text{ U/m}$	$h_4 = \infty$

2. Clyde Mine, Fredericktown, Pennsylvania.

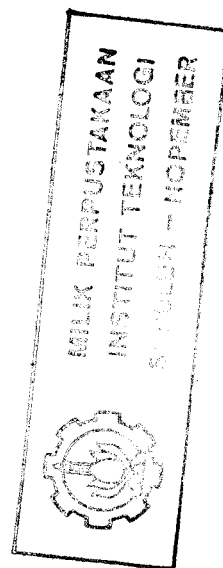
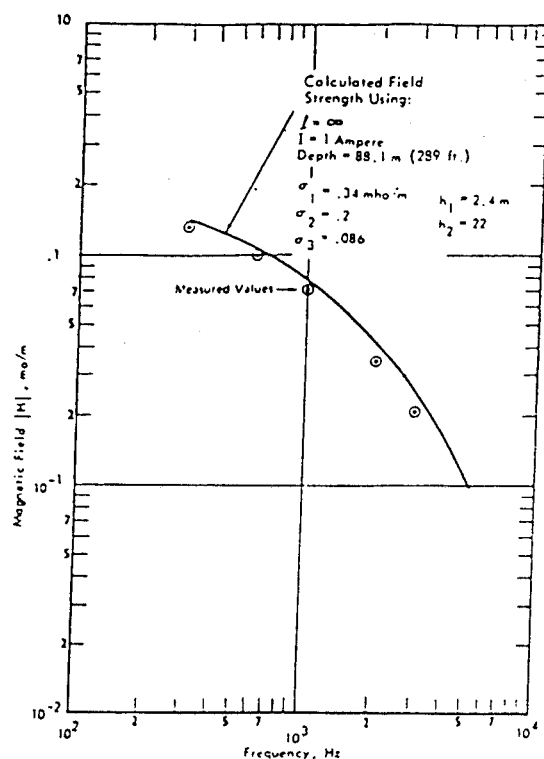
Konduktivitas :	$\sigma_1 = 0,060 \text{ U/m}$	$h_1 = 2,6 \text{ m}$
	$\sigma_2 = 0,011 \text{ U/m}$	$h_2 = 77,0 \text{ m}$
	$\sigma_3 = 0,048 \text{ U/m}$	$h_3 = \infty$

3. Cambria Slope Mine 33, Ebensburg, Pennsylvania.

Konduktivitas :	$\sigma_1 = 0,0410 \text{ U/m}$	$h_1 = 4,1 \text{ m}$
	$\sigma_2 = 0,0046 \text{ U/m}$	$h_2 = \infty$

Perbandingan kuat medan magnetik antara hasil teoritis dengan hasil pengukuran yang sebenarnya pada Imperial Mine dapat dilihat pada gambar 6.11 dan gambar 6.12. Untuk transmisi down-link panjang antena HWA adalah 1 mile dengan arus sebesar 1 Ampere. Data pada gambar 6.11 diambil langsung dari bawah antena dengan kedalaman 289 ft dan harga absolut kuat medan magnetik yang terukur terlihat di atas 10^{-1} mA/m pada frekuensi di bawah 3 kHz.

¹⁹⁷⁾ Ibid. hal. 107

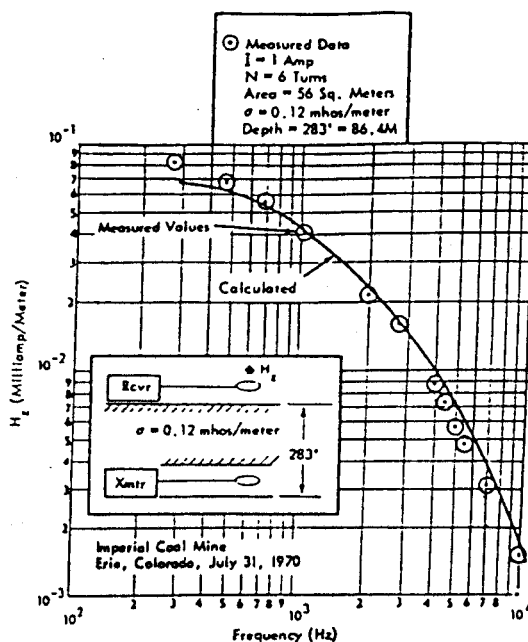


Gambar 6.11¹⁹⁸⁾

Grafik kuat medan magnetik yang terukur dan teoritis untuk transmisi down-link pada Imperial Mine.

Sedangkan pada gambar 6.12 menunjukkan kuat medan magnetik vertikal yang terukur dari jarak 283 ft langsung di atas antena kumparan horisontal (VMD) yang terdiri dari 6 lilitan kawat yang digulung pada tiang/pilar batubara dengan ukuran sekitar 15x50 ft. Pemancarnya berupa sebuah sinyal generator diperkuat dengan penguat audio (*audio amplifier*) dan kotak rangkaian kapasitor untuk matching antena. Harga absolut kuat medan magnetik

¹⁹⁸⁾ Ibid, hal. 198

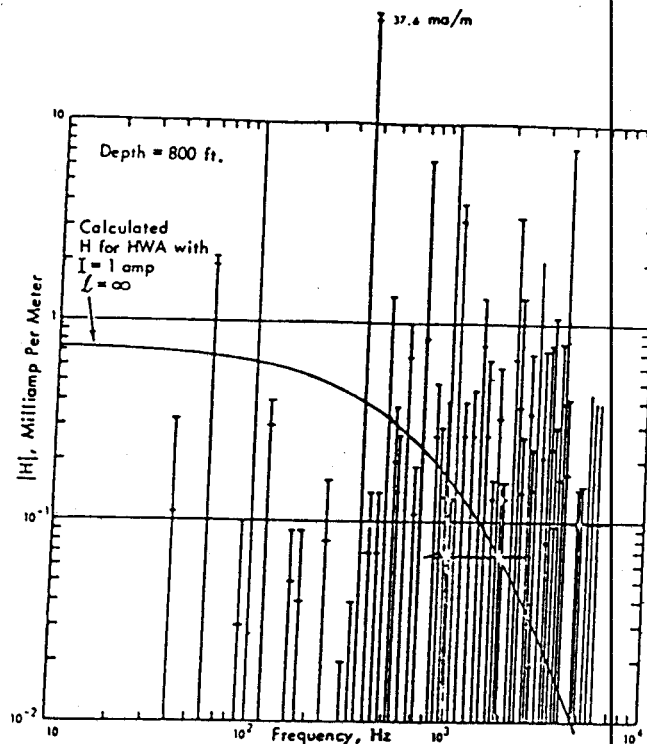
Gambar 6.12¹³⁹⁾

Grafik kuat medan magnetik yang terukur dan teoritis untuk transmisi up-link pada Imperial Mine.

yang terukur pada $I = 1$ Ampere terlihat berada di atas 10^{-2} mA/m pada frekuensi di bawah 3 kHz.

Untuk daerah Clyde Mine pengukuran harga absolut medan magnetik dari HWA pada 800 ft mengalami kegagalan yang disebabkan oleh noise yang sangat tinggi dari peralatan yang digunakan pada operasi rutin penambangan. Hal ini dapat dilihat pada gambar 6.13 di mana kurva medan magnetik secara teoritis tidak menunjukkan hasil.

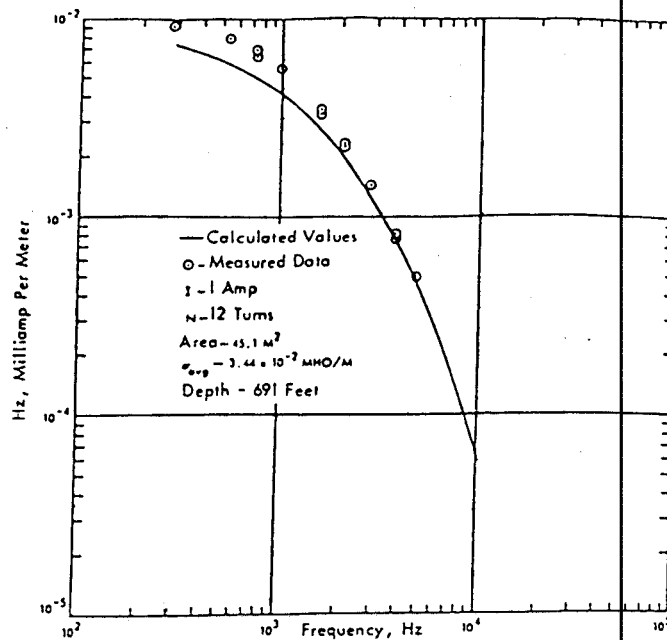
¹³⁹⁾ Ibid, hal. 199

Gambar 6.13¹⁴⁰⁾

Kuat medan magnetik yang terukur pada Clyde Mine terlihat noise lebih dominan dari kuat medan yang dipancarkan HWA.

yang sama dengan hasil pengukuran. Hasil pengukuran tidak beraturan, sehingga lebih banyak dipengaruhi noise. Noise tersebut timbul akibat penyearahan listrik AC tiga phase ke DC yang digunakan untuk sistem trem listrik dalam tambang. Data pengukuran up-link di Clyde Mine dapat dilihat pada gambar 6.14. Antena pemancarnya berupa kabel konduktor dengan panjang 100 ft terbentang membentuk

¹⁴⁰⁾ Ibid, hal. 200



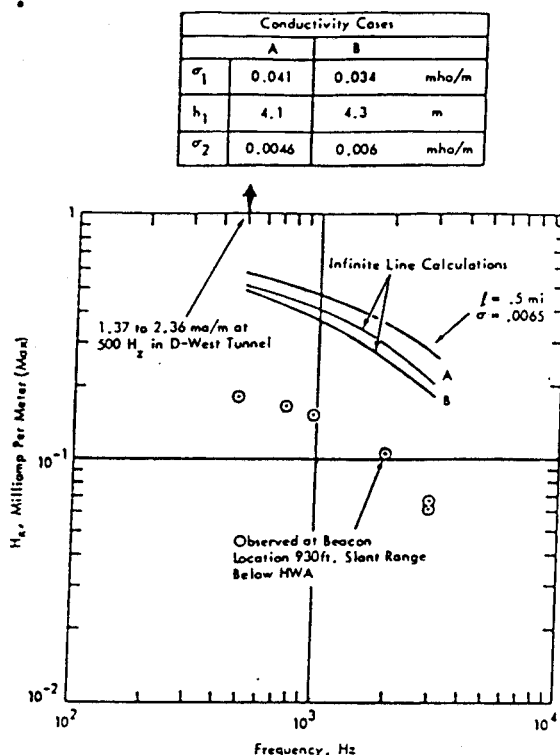
Gambar 6.14¹⁴¹⁾

Grafik kuat medan magnetik yang terukur dan teoritis untuk transmisi up-link pada Clyde Mine.

sebuah kumparan dengan 12 gulungan pada kedalaman 690 ft. Sumber arus dari pemancar mampu mencapai arus sebesar 0,5 sampai 3 Ampere. Pada gambar 6.14 harga absolut kuat medan magnetik yang terukur terlihat di atas 10^{-9} mA/m untuk frekuensi di bawah 3 kHz.

Untuk daerah Cambria Slope Mine hasil pengukuran kuat medan magnetik pada transmisi down-link dan up-link dapat dilihat pada gambar 6.15 dan gambar 6.16. Terlihat

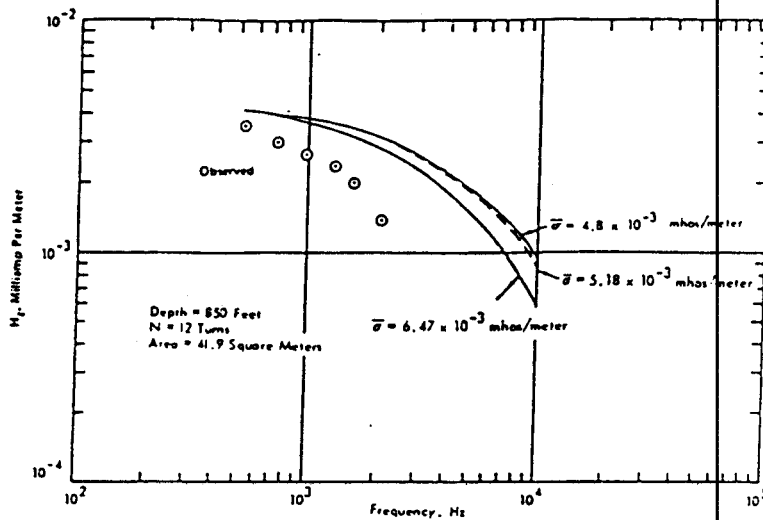
¹⁴¹⁾ Ibid, hal. 200

Gambar 6.15¹⁴²⁾

Grafik kuat medan magnetik yang terukur dan teoritis untuk transmisi down-link pada Cambria Slope Mine 33.

hasil perhitungan secara teoritis masih lebih tinggi dari hasil pengukuran yang sebenarnya. Hal ini disebabkan keadaan geologi dari tanah Cambria Slope Mine yang semula diperkirakan faktor kekasarannya 3 untuk down-link dan 1,2 sampai 2 untuk up-link ternyata masih kurang besar sehingga faktor redaman yang diperhitungkan menghasilkan kuat medan yang lebih besar dari keadaan yang sebenarnya.

¹⁴²⁾ Ibid. hal. 201

Gambar 6.16¹⁴³⁾

Grafik kuat medan magnetik yang terukur dan teoritis untuk transmisi up-link pada Cambria Slope Mine 33.

Dari hasil pengukuran kuat medan magnetik pada ketiga tambang yang telah dilakukan dapat dilihat pentingnya faktor konduktivitas tanah dan keadaan atau efek geologi dari tanah tersebut untuk memperkirakan faktor redaman yang terjadi pada kuat medan yang dipancarkan dari antenna. Selain itu perlu juga diperhatikan aktivitas dalam tambang tersebut seperti peralatan-peralatan tambang (trem listrik, bor listrik) sehingga dapat menimbulkan noise yang menurunkan kuat medan sinyal yang dipancarkan dari pemancar.

¹⁴³⁾ Ibid, hal. 201

Dari hasil data-data pengukuran di atas terlihat secara umum perbandingan hasil perhitungan teoritis dengan kuat medan yang terukur mempunyai harga yang tidak berbeda jauh yaitu di atas 10^{-9} mA/m untuk frekuensi di bawah 3 kHz.

Pemancar dengan antena kawat horisontal (*horizontal wire antenna*) untuk down-link dan antena kumparan/small loop (*magnetic dipole*) untuk up-link telah berhasil pada percobaan ini dan dapat dikembangkan untuk komunikasi suara termodulasi (*voice-modulated communication*) pada down-link dan transmisi kode gelombang kontinyu yang terputus-putus (*coded interrupted continuous wave*) pada uplink. Dengan demikian dapat diwujudkan suatu sistem komunikasi radio transmisi ke atau dari bawah tanah yang dapat digunakan dalam operasi penyelamatan kecelakaan pada tambang batubara.

BAB VII

KESIMPULAN

1. Sistem komunikasi ELF (*Extremely Low Frequency*) yang dibahas dalam tugas akhir ini adalah sistem komunikasi radio dengan menggunakan gelombang elektromagnetik ELF yang berfrekuensi 30 Hz sampai 300 Hz.
2. Sistem komunikasi ELF tersebut terdiri atas sistem pemancar (*transmitter*) dan sistem penerima (*receiver*) dengan sistem transmisi satu arah (*simplex*). Hal ini disebabkan oleh karena keterbatasan bentuk fisik, kebutuhan daya listrik dan biaya yang sangat besar.
3. Gelombang elektromagnetik ELF yang paling efektif untuk berpropagasi di dalam ruang antara lapisan ionosfir dan permukaan bumi, adalah gelombang elektromagnetik dengan mode paling rendah yaitu gelombang datar (*plane wave*) atau gelombang TEM (*Transverse Electric and Magnetic*).
4. Redaman gelombang ELF di atmosfer mempunyai harga yang berubah-ubah dikarenakan karakteristik lapisan ionosfir seperti kerapatan elektron, ketinggian efektif dan perubahan musim. Keuntungan dari sistem komunikasi ELF adalah redamannya sangat rendah baik pada media air laut maupun daratan.

5. Sumber noise gelombang ELF di atmosfer yang dominan adalah radiasi dari kilatan petir (*lightning strokes*). Pengaruh noise ini tidak hanya pada badai petir setempat (*nearby thunderstorm*) tetapi juga badai petir di seluruh dunia (*world-wide thunderstorm*). Sifat dari bentuk impuls (*spikeness*) dari distribusi noise tersebut adalah non-Gaussian.
6. Noise gelombang ELF di air laut bersifat melebar (*smearred*), hal ini disebabkan karena air laut bersifat seperti lowpass filter.
7. Resonansi Schumann adalah suatu fenomena dalam propagasi gelombang ELF yang memperlihatkan resonansi puncak impuls dari level noise akibat world-wide thunderstorm pada frekuensi 7, 14 dan 21 Hz.
8. Sistem pemancar pada sistem komunikasi ELF menggunakan data informasi berbentuk kode digital dengan proses encoding untuk pendeteksian dan pengkoreksian penerimaan kode digital (*error control coding*) sehingga memperkecil probabilitas kesalahannya.
9. Sistem modulasi yang dipilih adalah modulasi FSK (*Frequency Shift Keying*) di mana sangat sesuai untuk sistem komunikasi ELF yang mempunyai laju bit data dan bandwidth yang rendah. Keuntungan dari sistem modulasi FSK (*FSK Noncoherent*) adalah kompleksitas peralatan yang lebih sederhana.

10. Sistem antena pemancar dipilih antena Beverage atau antena kawat berisolasi/kabel horisontal (*horizontal wire antenna*) dengan kedua ujungnya ditanahkan (*grounded*). Antena tersebut sangat mudah direalisasi dan ekonomis, meskipun efisiensinya kecil tetapi mempunyai pengarahannya pola radiasi yang baik.
11. Untuk mendapatkan distribusi arus yang optimum pada elektrode antena pemancar Beverage, digunakanlah elektrode dengan transformator untuk memperkecil disipasi daya lebih kurang 30 persen dibandingkan elektrode tanpa transformator.
12. Sistem penerima pada kapal selam menggunakan proses non-linear untuk mengatasi noise non-Gaussian dan filter kompensasi terhadap kecepatan dan kedalaman air laut. Terdapat juga ocean-compensation filter untuk mempertajam kembali impuls noise atmosfer yang melebar (*smearred*) dan tracking notch filter untuk mengurangi interferensi dari generator tenaga listrik kapal selam.
13. Sistem antena penerima dipilih antena kawat berisolasi/kabel yang ditarik (*trailling wire antenna*) kapal selam. Antena ini menggunakan elektrode dari titanium yang tahan korosi dan konduktor yang tahan tekanan serta mempunyai daya renggang yang baik. Noise akibat gerakan antena di dalam air laut (*motion-induced noise*) dan thermal noise dapat

dikurangi dengan menentukan panjang antenna yang optimal dan memperbesar diameter (*gauge*) konduktor antenna.

14. Sistem komunikasi radio ELF bawah laut merupakan salah satu contoh aplikasi dari sistem komunikasi ELF. Sistem penerima yang digunakan adalah sistem penerima dengan proses non-linear atau proses yang menggunakan equalizer untuk mengekualisasi phase dan amplitudo sinyal serta ditambahkan suatu limiter untuk mendapatkan sinyal yang lebih efektif dari pengaruh noise. Sistem penerima dengan proses non-linear dapat menghemat kebutuhan daya pemancar sebesar 7,9 dB dibandingkan sistem penerima tanpa proses non-linear.
15. Contoh aplikasi sistem komunikasi ELF yang lain adalah sistem komunikasi radio bawah tanah. Pada penelitian yang telah dilakukan terlihat pentingnya faktor konduktivitas tanah dan struktur geologi tanah tersebut sehingga dapat diperkirakan redaman yang sesuai untuk rancangan sistem komunikasi radio bawah tanah. Juga perlu diperhatikan aktivitas di dalam tambang seperti trem listrik, bor listrik yang dapat menimbulkan noise. Perbandingan hasil perhitungan teoritis dengan kuat medan magnetik yang terukur terlihat tidak berbeda jauh dan secara umum hasil pengukuran kuat medan magnetik terlihat di atas 10^{-9} mA/m untuk frekuensi di bawah 3 kHz.

DAFTAR PUSTAKA

- [1] B.E. Keiser [1974], Early Development of the Project Sanguine Radiating System, *IEEE Trans. on Communications*, Vol.COM-22, No.4, hal. 364-370.
- [2] C.T. Fessenden dan D.H.S. Cheng [1974], Development of a Trailing-Wire E-Field Submarine Antenna for Extremely Low Frequency (ELF) Reception, *IEEE Trans. on Communications*, Vol.COM-22, No.4, hal.428-437.
- [3] D.A. Tugal dan O. Tugal [1982], Data Transmission, McGraw-Hill Book Company, hal. 1-13 dan 279-303.
- [4] D.B. Large, L. Ball dan A.J. Farstad [1973], Radio Transmission to and from Underground Coal Mines - Theory and Measurement, *IEEE Trans. on Communications*, Vol.COM-21, No.3, hal. 194-202.
- [5] D. Davidson, D.N. Macklin dan K. Vozoff [1974], Resistivity Surveying as an Aid in Sanguine Site Selection, *IEEE Trans.on Communications*, Vol.COM-22, No.4, hal. 389-393.
- [6] D.P. White dan D.K. Willim [1974], Propagation Measurements in the Extremely Low Frequency (ELF) Band, *IEEE Trans. on Communications*, Vol.COM-22, No.4, hal. 457-467.
- [7] E.V.D. Glazier dan H.R.L. Lamont [1958], Transmission and Propagation, Her Majesty's Stationery Office, hal. 438-451.

- [8] G. Kennedy [1981], Electronic Communication Systems, McGraw-Hill Book Company, hal. 1-5.
- [9] H.E. Rowe [1974], Extremely Low Frequency (ELF) Communication to Submarines, *IEEE Trans. on Communications*, Vol.COM-22, No.4, hal. 371-385.
- [10] J.E. Evans dan A.S. Griffiths [1974], Design of a Sanguine Noise Processor Based Upon World-Wide Extremely Low Frequency (ELF) Recordings, *IEEE Trans. on Communications*, Vol.COM-22, No.4, hal. 528-539.
- [11] J. Galejs [1968], Propagation of ELF and VLF Waves Below an Anisotropic Ionosphere with a Dipping Static Magnetic Field, *Journal of Geophysical Research*, Vol.73, No.1, hal. 339-352.
- [12] J. Galejs [1972], Terrestrial Propagation of Long Electromagnetic Waves, Pergamon Press Inc, hal. 234-298.
- [13] J. Merrill [1974], Some Early Historical Aspects of Project Sanguine, *IEEE Trans. on Communications*, Vol.COM-22, No.4, hal. 359-363.
- [14] J.R. Wait [1974], Historical Background and Introduction to the Special Issue on Extremely Low Frequency (ELF) Communications, *IEEE Trans. on Communications*, Vol.COM-22, No.4, hal. 353-354.
- [15] K.S. Shanmugan [1979], Digital and Analog Communication Systems, John Wiley & Sons Inc, hal. 251-504.
- [16] M.L. Burrows [1974], Motion-Induced Noise in Electrode-Pair Extremely Low Frequency (ELF) Receiving

- Antennas, *IEEE Trans. on Communications*, Vol.COM-22, No.4, hal. 540-542.
- [17] M.L. Burrows [1974a], Bared-End Ground for an Insulated Buried Antenna Cable, *IEEE Trans. on Communications*, Vol.COM-22, No.4, hal. 404-408.
- [18] M.L. Burrows [1974b], Optimizing the Current Distribution in a Buried Linear Antenna, *IEEE Trans. on Communications*, Vol.COM-22, No.4, hal. 409-411.
- [19] M.L. Burrows [1978], ELF Communications Antenna, Peter Peregrinus Ltd, hal 1-233.
- [20] M.P.M. Hall dan L.W. Barclay [1989], Radio Propagation, Peter Peregrinus Ltd, hal. 1-21.
- [21] P.F. Panter [1972], Communication Systems Design : Line-of-Sight and Tropo-scatter Systems, McGraw-Hill Book Company, hal. 1-19.
- [22] R.L. Shrader [1967], Electronic Communication, McGraw-Hill Book Company, hal. 317-318.
- [23] S.L. Bernstein, D.A. McNeill dan I. Richer [1974], A Signaling Scheme and Experimental Receiver for Extremely Low Frequency Communication, *IEEE Trans.on Communications*, Vol.COM-22, No.4, hal. 508-527.
- [24] W.E. Pannett [1967], Dictionary of Radio and Television, Elsevier Publishing Company, hal. 11, 97 dan 145.

LAMPIRAN

Perhitungan Bandwidth Minimum untuk Limiter. ^[19]

Dengan mengingat pulsa individual dari $\tilde{v}_{az}(t)$ seperti pada persamaan (5.87), merambat pada sudut \varnothing dan dengan waktu tiba (arrival time) $t = 0$;

$$\tilde{v}_{az}(t) = 4.203 \times 10^{-7} B \cos \varnothing \cdot \exp [-(\pi B t)^2] \quad (L.1)$$

Pulsa ini melewati limiter threshold $[4\langle \tilde{v}_{m+a1}^2 \rangle^{1/2}]$, persamaan (5.93)] pada t_{\varnothing} dengan diberikan solusi ;

$$|\cos \varnothing| \cdot \exp [-(\pi B t_{\varnothing})^2] = \mathfrak{L} \quad (L.2)$$

dimana untuk waktu yang tepat, kita definisikan ;

$$\mathfrak{L} \equiv \frac{4\langle \tilde{v}_{m+a1}^2 \rangle^{1/2}}{4.203 \times 10^{-7} B} < 1 \quad (L.3)$$

dievaluasi dengan mensubstitusi persamaan (5.93) ke pembilangnya. Maka ;

$$2t_{\varnothing} = \frac{2}{\pi B} \left[\ln \frac{|\cos \varnothing|}{\mathfrak{L}} \right]^{1/2}, \quad \mathfrak{L} < |\cos \varnothing| \quad (L.4)$$

memberi panjang total dari pulsa representatif pada persamaan (L.1) di atas limiter threshold.

Harga $\$$ merupakan probabilitas dari $\tilde{v}_{az}(t)$ melebihi limiter threshold (baik + atau -); alternatif lainnya, $\$$ adalah pembagi waktu limiter yang jenuh. Maka sejak \varnothing berdistribusi serba sama, dengan kerapatan probabilitas ;

$$w(\varnothing) = \begin{cases} \frac{1}{2\pi} , & |\varnothing| < \pi \\ 0 , & |\varnothing| > \pi \end{cases} \quad (\text{L.5})$$

kita menggunakan persamaan (L.4), simetris, harga $\lambda_2 = 10$ dan asumsi 1 dan 2 pada persamaan (5.98),

$$\begin{aligned} S &= \lambda_2 \int_{-\pi}^{\pi} 2t_{\varnothing} \frac{d\varnothing}{2\pi} \\ &= \frac{40}{\pi^2 B} \int^{\cos^{-1} \mathfrak{L}} \left(\ln \frac{\cos \varnothing}{\mathfrak{L}} \right)^{1/2} d\varnothing \end{aligned} \quad (\text{L.6})$$

Harga $\hat{w}_2(t)$ menunjukkan respon limiter $\tilde{w}_2(t)$ dari persamaan (5.87). Dengan asumsi 2 pada persamaan (5.98),

$$\hat{w}_2(t) = 4,203 \times 10^{-7} B \sum_j q_{\varnothing_j}(t - t_{2j}) \quad (\text{L.7})$$

dimana

$$q_{\varnothing}(t) = \begin{cases} \cos \varnothing \cdot \frac{\mathfrak{L}}{|\cos \varnothing|} , & |t| < t_{\varnothing} \\ \cos \varnothing \cdot \exp [-(\pi B t)^2] , & |t| > t_{\varnothing} \end{cases} \quad \mathfrak{L} < |\cos \varnothing|$$

$$q_{\varnothing}(t) = \cos \varnothing \cdot \exp [-(\pi B t)^2] , \quad \mathfrak{L} > |\cos \varnothing| \quad (\text{L.8})$$

Harga $Q_{\varnothing}(f)$ menunjukkan transformasi Fourier dari $q_{\varnothing}(t)$ persamaan (L.8) ;

$$Q_{\varnothing}(f) \equiv \int_{-\infty}^{\infty} q_{\varnothing}(t) \exp (-j2\pi f t) dt \quad (\text{L.9})$$

Maka

$$Q_{\varphi}(f) = \begin{cases} \frac{\cos \varphi}{\pi^{1/2} B} \exp \left[- \left(\frac{f}{B} \right)^2 \right] - 2 \cos \varphi \\ \cdot \int_0^t \varphi \left[\exp [-(\pi B t)^2] - \frac{\mathfrak{L}}{|\cos \varphi|} \right. \\ \cdot \cos 2\pi f t \, dt, & \mathfrak{L} < |\cos \varphi| \\ \frac{\cos \varphi}{\pi^{1/2} B} \exp \left[- \left(\frac{f}{B} \right)^2 \right], & \mathfrak{L} > |\cos \varphi| \end{cases} \quad (L.10)$$

Kerapatan spektral $\hat{P}_{v_{\alpha 2}}(f)$ dari respon limiter ke $\tilde{v}_{\alpha 2}(t)$ (yang disebabkan badai dekat) adalah dari persamaan (L.7) dan (L.9)

$$\hat{P}_{v_{\alpha 2}}(f) = 4,203^2 \times 10^{-7} B^2 \lambda_2 \int_{-\pi}^{\pi} |Q_{\varphi}(f)|^2 w(\varphi) \, d\varphi \quad (L.11)$$

Mensubstitusikan persamaan (L.5), (L.10), dan $\lambda_2 = 10$, dan simetris ;

$$\begin{aligned} \hat{P}_{v_{\alpha 2}}(f) = 1,125 \times 10^{-12} \left\{ \int_0^{\cos^{-1} \mathfrak{L}} \cos^2 \varphi \left[\frac{\exp [-(f/B)^2]}{\pi^{1/2}} \right. \right. \\ \left. \left. - 2 \int_0^t \varphi \left[\exp [-(\pi B t)^2] - \frac{\mathfrak{L}}{|\cos \varphi|} \right] \right. \right. \\ \left. \left. \cdot \cos 2\pi f t \, dt \right]^2 d\varphi + \exp \left[-2 \left(\frac{f}{B} \right)^2 \right] \right. \\ \left. \cdot \left[\frac{1}{4} - \frac{\cos^{-1} \mathfrak{L}}{2\pi} - \frac{\mathfrak{L}(1-\mathfrak{L}^2)^{1/2}}{2\pi} \right] \right\} \quad (L.12) \end{aligned}$$

harga t_{φ} sama dengan persamaan (L.4).

Limiter mengurangi shot noise akibat badai dekat dengan sebuah faktor yaitu :

$$\frac{\hat{P}_{vaz}(45)}{\tilde{P}_{vaz}(45)} \quad (L.13)$$

dimana pembilangnya adalah persamaan (L.12), dan penyebutnya adalah persamaan (5.88). Perbandingan ini dievaluasi secara numerik, dan harga minimumnya adalah :

$$\left. \frac{\hat{P}_{vaz}(45)}{\tilde{P}_{vaz}(45)} \right|_{\min} = 0,04197 \text{ pada } B_{\min} = 41 \text{ Hz.} \quad (L.14)$$

Bagaimanapun harga minimum ini masih lebar, perbandingan pada persamaan (L.13) meningkat kurang dari 30 persen dari harga minimum persamaan (L.14) sebagaimana bandwidth dari respon terequalisasi overall yang berkisar antara $38 < B < 47$.

Harga S , pembagi waktu limiter yang jenuh oleh komponen shot noise badai dekat dievaluasi secara numerik dan mempunyai harga minimum pada persamaan (L.14) yaitu :

$$S_{\min} = 0,1157 \text{ pada } B_{\min} = 41 \text{ Hz.} \quad (L.15)$$

Sekali lagi harga S tidak berpengaruh pada bandwidth respon terequalisasi B , dan mempunyai harga bervariasi kurang dari 10 persen diantara harga $35 < B < 48$.

26 SEP 1992

FAKULTAS TEKNOLOGI INDUSTRI
JURUSAN TEKNIK ELEKTRO ITS

EE 1799 TUGAS AKHIR - 6 SKS

Nama Mahasiswa : Sam Soenarja
Nomor Pokok : 2882200914
Bidang Studi : Teknik Telekomunikasi
Tugas Diberikan : September 1992
Tugas Diselesaikan : Pebruari 1992
Dosen Pembimbing : Ir. Agus Mulyanto, MSc, PhD
Judul Tugas Akhir :

**SISTEM KOMUNIKASI DAERAH ELF
(EXTREMELY LOW FREQUENCY) DAN APLIKASINYA**

Uraian Tugas Akhir :

Sistem komunikasi yang konvensional seperti sistem komunikasi radio pada daerah Medium Frequency, High Frequency, dan seterusnya sangat cocok dirambatkan dengan media udara. Sedangkan untuk media tanah atau air laut akan menimbulkan redaman yang sangat besar.

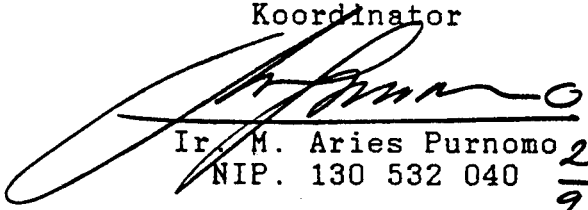
Oleh karena itu dalam studi ini akan dibahas sistem komunikasi daerah Extremely Low Frequency (ELF) yang mempunyai redaman kecil pada media tanah dan air laut serta batasan lainnya dari karakteristik gelombang ELF tersebut.


Juga akan dipelajari aplikasi dari sistem komunikasi daerah ELF seperti sistem komunikasi antara pusat komando di darat dengan kapal selam di bawah laut, dan lainnya.

Dengan demikian akan didapatkan pengembangan wawasan tentang sistem komunikasi daerah Extremely Low Frequency yang khusus ini.


Surabaya, September 1992

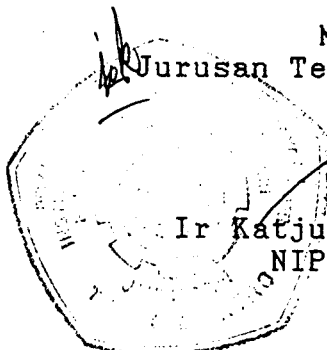
Menyutujui,
Bidang Studi Teknik Telekomunikasi Dosen Pembimbing
Koordinator


Ir. M. Aries Purnomo
NIP. 130 532 040


Ir. Agus Mulyanto, MSc, PhD
NIP. 130 422 813

Mengetahui,
Jurusan Teknik Elektro FTI-ITS
Ketua


Ir. Katjuk Astrowulan, MSEE
NIP. 130 687 438



USULAN TUGAS AKHIR

A. JUDUL TUGAS AKHIR : SISTEM KOMUNIKASI DAERAH ELF
(EXTREMELY LOW FREQUENCY) DAN
APLIKASINYA

B. RUANG LINGKUP : - Sistem Komunikasi
- Transmisi Gelombang
Elektromagnetik
- Teknik Radar dan Navigasi

C. LATAR BELAKANG : Pada sistem komunikasi radio High Frequency, Very High Frequency, dan seterusnya umumnya menggunakan media udara sebagai media perambatan gelombangnya. Sedangkan untuk sistem komunikasi daerah Extremely Low Frequency (ELF) mempunyai redaman yang kecil pada media tanah dan air laut. Oleh karena itu perlu dilakukan studi tentang sistem komunikasi daerah ELF beserta batasan lainnya dari sifat dan karakteristik gelombang ELF tersebut. Sehingga didapatkan manfaat dan aplikasi yang dapat diterapkan untuk tujuan tertentu seperti komunikasi kapal selam di bawah laut dengan pusat komando di darat.

D. PENELAAHAN STUDI : - Studi literatur sistem komunikasi daerah Extremely Low Frequency.
- Studi lapangan tentang aplikasi sistem komunikasi daerah Extremely Low Frequency.

E. TUJUAN : Untuk lebih memahami sistem komunikasi daerah Extremely Low Frequency dan menambah wawasan tentang aplikasi dari sistem komunikasi daerah ELF tersebut.

F. LANGKAH-LANGKAH : - Studi Literatur
- Pengumpulan Data
- Analisa Data
- Penulisan Naskah

G. JADWAL KEGIATAN :

KEGIATAN	B U L A N					
	I	II	III	IV	V	VI
Studi Literatur						
Pengumpulan Data						
Analisa Data						
Penulisan Naskah						

H. RELEVANSI : Dari hasil studi ini diharapkan dapat menambah ilmu pengetahuan tentang sistem komunikasi daerah Extremely Low Frequency dan beberapa aplikasinya yang khusus ini.

DAFTAR RIWAYAT HIDUP



Nama : SAM SOENARJA
Lahir : Jombang, 23-1-1969
Nama Ayah : Drs. Soenarja Poernam
Nama Ibu : Wiwik Widji
Alamat : Jl. Kedungsroko 82
Surabaya-60132
Penulis adalah anak kedua dari
lima bersaudara.

Riwayat Pendidikan :

- | | |
|-----------------------------------|-----------------|
| 1. SDK Yohannes Gabriel Surabaya | Tahun 1976-1982 |
| 2. SMP Negeri 1 Surabaya | Tahun 1982-1985 |
| 3. SMA Negeri 5 Surabaya | Tahun 1985-1988 |
| 4. ITS-FTI-Jurusan Teknik Elektro | Tahun 1988 |

Saat ini (1994) penulis sedang menyelesaikan tugas akhir pada Bidang Studi Teknik Telekomunikasi.